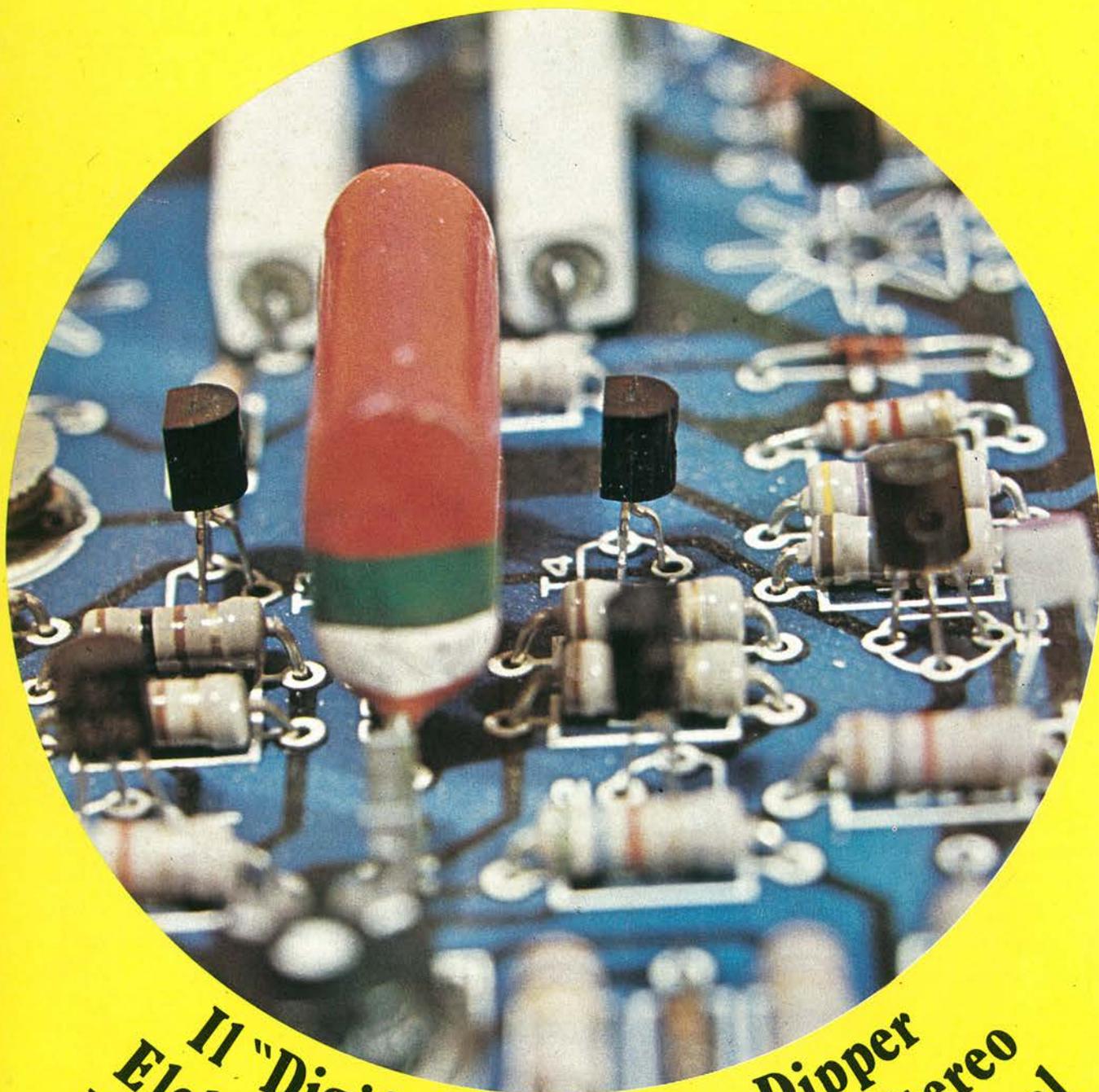
elektor

nº 9
febbraio 1980

L. 2.000 *

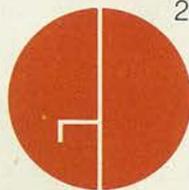
elettronica - scienza tecnica e diletto

Il "Digifarad" ● Gate-Dipper
Elekdoorbell ● Decodificatore Stereo
L'estensione delle pagine nell'Elekterminal

MICROCOMPUTER SU SCHEDA SINGOLA

AIM 65

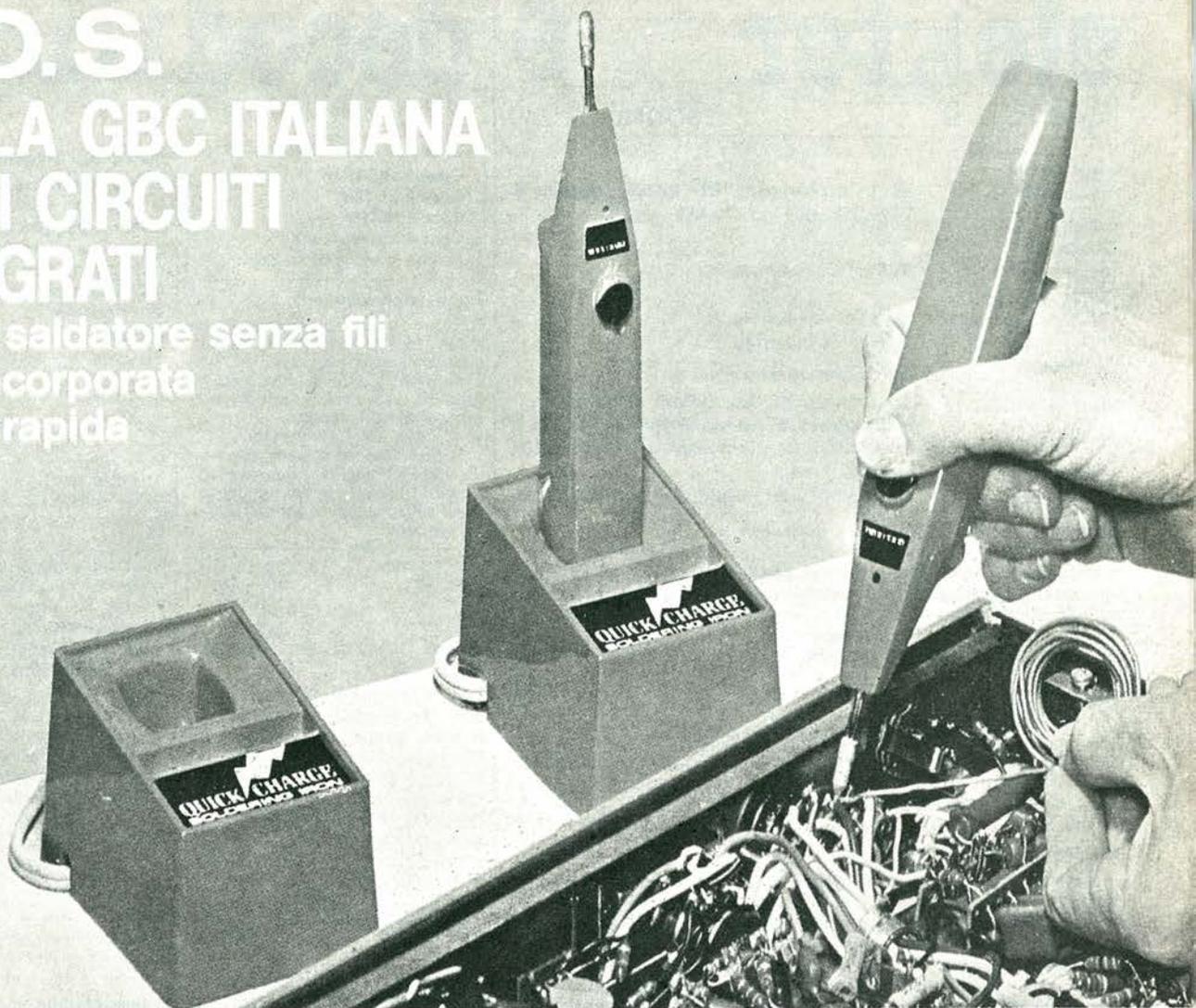
AIM 65:
il microcomputer che ha nella sua grande versatilità d'impiego il suo maggior pregio: sistema di sviluppo, controllo di processo, tester, terminale, sistema di istruzione... e poi basta solo un po' di fantasia per trovare altre mille utili applicazioni.
Anche il prezzo è quanto mai interessante!
L'AIM 65 è completo di: stampante caratteri ASCII 20 colonne – display 20 caratteri ASCII – interfaccia per due audio cassette e TTY – tastiera completa di tipo terminale – 1 K o 4 K byte RAM – bus espandibile esternamente.
Firmware: – monitor – debugger (trace, break points) – assembler – disassembler – text editor – basic.

Dott. Ing. Giuseppe De Mico s.p.a.

20121 MILANO
Via Manzoni, 31
Tel. (02) 653131 - Telex: 312035
Telegr.: Twinrapid
Uffici regionali:
Roma/Torino/Bologna/Padova

S.O.S.

DALLA GBC ITALIANA PER I CIRCUITI INTEGRATI

nuovo saldatore senza fili
luce incorporata
carica rapida

QUICK CHARGE

Nell'era dei microprocessori delle sofisticate tecnologie MOS e BIFET il saldatore WAHL-ISO-TIP risolverà tutti i vostri problemi di affidabilità relativi alle saldature.
Tecnici professionisti fatelo diventare uno strumento indispensabile per il vostro laboratorio.
Salvando anche uno solo dei sofisticati circuiti LSI avrete già pagato una grossa parte del costo di questo autentico gioiello.

ALCUNE CARATTERISTICHE:

- Si ricarica solamente in 4 ore.
- Indipendenza totale. Raggiunge la temperatura di saldatura in 5 secondi. Effettua fino a 125 saldature senza bisogno di ricarica.
- Le punte isolate eliminano le correnti parassite; non necessita quindi di messa a terra.
- Pulsante di riscaldamento per prevenire accidentali riscaldamenti della punta.
- Supporto con incorporato il circuito di ricarica
- Nuove batterie a lunga durata al nichel-cadmio
- Il tempo di ricarica è 3 volte inferiore rispetto alle batterie standard.
- La confezione comprende: 1 saldatore, 1 supporto carica batterie, 1 punta ∅ 1,8 mm, 1 punta ∅ 4,7 mm.

codice GBC LU/5800-00

Peso	150 g
Lunghezza con punta	20 cm
Temperatura	370 °C
Potenza	50 W
Tensione di ricarica	2,4 V
Tensione di alimentazione	220 Vc.a.

in vendita presso tutte le sedi GBC

elektor 9

anno 1°, n. 9 febbraio 1980

Direzione e Redazione: **Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.**
Editore J.C.E. **Tel: 61.72.641 - 61.73.441**
Direttore responsabile: **Ruben Castelfranchi**
Redattore capo dell'ediz. internaz. **Bob W. van der Horst**
Redattore capo: Giampietro Zanga
Segretaria di redazione: **Marta Menegardo**
Staff di redazione: **J. Barendrecht, G.H.K. Dam, B. Develter, P. V. Holmes, E. Krempelsauer, G. Nachbar, A. Nachtmann, K. Walraven, P. de Winter.**
Abbonamenti: **Patrizia Ghioni**
Contabilità: **Franco Mancini - Maria Grazia Sebastiani**

Amministrazione: Via V. Monti, 15 - 20123 Milano
Aut. Trib. di Milano n. 183 del 19-5-1979
Spedizione in abbonamento postale gruppo III/70
Concessionaria esclusiva per la distribuzione in Italia e all'estero dell'edizione italiana:
Sodip - Via Zuretti, 25 - 20125 Milano
Stampa: Elcograph - Beverate (Como)
Prezzo della rivista: L. 2.000
Numero arretrato: L. 3.000
Diritti di riproduzione
Italia: JCE, Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.
Francia: Societé des Publications Elektor sarl, Le Doulieu 59940 Estaires.
Inghilterra: Elektor Publishers Ltd, Canterbury, CT1 1PE Kent.
Germania: Elektor Verlag Gmbh, 5133 Gangelt
Olanda: Elektuur B.V., 6190 AB Beek

ABBONAMENTI

	Italia	Estero
Abbonamenti annuali	L. 19.000	L. 29.000

I versamenti vanno indirizzati a: J.C.E. - Via V. Monti 15 - 20123 Milano mediante l'acclusione di assegno circolare, cartolina vaglia o utilizzando il conto corrente postale n° 315275

CORRISPONDENZA

DT	= domande tecniche	P	= pubblicità, annunci
DR	= direttore responsabile	A	= abbonamenti
CI	= cambio indirizzo	SR	= segretaria di redazione
EPS	= circuiti stampati	SA	= servizio riviste arretrate

CAMBIO DI INDIRIZZO

I cambi d'indirizzo devono essere comunicati almeno con sei settimane di anticipo. Menzionare insieme al nuovo anche il vecchio indirizzo aggiungendo, se possibile, uno dei cedolini utilizzato per spedire la rivista. Spese per cambi d'indirizzo: L. 500

DOMANDE TECNICHE

Aggiungere alla richiesta una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente; per richieste provenienti dall'estero, aggiungere, oltre alla busta non affrancata un coupon-risposta internazionale.

TARIFFE DI PUBBLICITA' (nazionali ed internazionali)

Vengono spedite dietro semplice richiesta indirizzata alla concessionaria esclusiva per l'Italia:

Reina & C. - Via Ricasoli 2 - 20121 Milano - Tel: 803.101 - 866.192 - TX: 320419 BRUS I

decodifica

Cosa è un TUN?
Cosa è un 10n?
Cosa è l'ESP?
Cosa è il servizio QT?
Perché la colpa di Elektor?

Tipi di semiconduttori

Esistono spesso notevoli affinità fra le caratteristiche di molti transistor di denominazione diversa.
E' per questa ragione che Elektor presenta nuove abbreviazioni per i semiconduttori comuni:

- 'TUP' o 'TUN' (Transistor Universale rispettivamente del tipo PNP o NPN) rappresentano tutti transistor bassa frequenza al silicio aventi le caratteristiche seguenti:

U_{CEO}, max	20 V
I_C, max	100 mA
h_{fe}, min	100
P_{tot}, max	100 mW
f_T, min	100 MHz

Ecco alcune versioni tipiche TUN: le famiglie dei BC 107, BC 108, BC 109; 2N3856A, 2N3859,2N3860, 2N3904, 2N3947, 2N4124. Fra i tipi TUP si possono citare: le famiglie dei BC 177, BC 178, la famiglia del BC 179 a eccezione dei BC 159 e BC 179; 2N2412, 2N3251, 2N3906, 2N4126, 2N4291.

- 'DUG' e 'DUS' (Diodo Universale rispettivamente al Silicio e al Germanio) rappresentano tutti i diodi aventi le caratteristiche seguenti:

	DUS	DUG
$U_{R,max}$	25 V	20 V
$I_{F,\ max}$	100 mA	35 mA
$I_{R,\ max}$	1 µA	100 µA
$P_{tot,\ max}$	250 mW	250 mW
$C_{D,\ max}$	5 pF	10 pF

Ecco alcune versioni tipiche 'DUS': BA 127, BA 271, BA 128, BA 221, BA 222, BA 317, BA 318, BAX 13, BAY 61, 1N914, 1N4148.
E alcune versioni tipiche 'DUG': OA 85, OA 91, OA 95, AA 116.

- BC 107B, BC 237B, BC 5748, rappresentano dei transistori al silicio di una stessa famiglia, di caratteristiche pressoché similare, ma di qualità migliore l'uno dall'altro. In generale, in una stessa famiglia, ogni tipo può essere utilizzato indifferentemente al posto di un altro.

Famiglie BC 107 (-8 -9)

BC 107 (-8, -9), BC 147 (-8, -9), BC 207 (-8, -9), BC 237 (-8, -9), BC 317 (-8, -9), BC 347 (-8, -9), BC 547 (-8, -9), BC 171 (-2, -3), BC 182 (-3, -4), BC 382 (-3, -4), BC 437 (-8, -9), BC 414

Famiglie BC 177 (-8 -9)

BC 177 (-8, -9), BC 157 (-8, -9), BC 204 (-5, -6), BC 307 (-8, -9), BC 320 (-1, -2), BC 350 (-1, -2), BC 557 (-8, -9), BC 251 (-2, -3), BC 212 (-3, -4), BC 512 (-3, -4), BC 261 (-2, -3), BC 416.

- '741' può essere anche letto indifferentemente µA 741, LM 741 MCS 41, MIC 741, RM 741, SN 72741, ecc.

Valore delle resistenze e consensatori

Fornendo il valore dei componenti, le virgole e i multipli di zero saranno, per quanto possibile, omessi. Le virgole sono sostituite da una delle abbreviazioni seguenti, tutte utilizzate in campo internazionale:

p	(pico)	$= 10^{-12}$
n	(nano-)	$= 10^{-9}$
µ	(micro-)	$= 10^{-6}$
m	(mili-)	$= 10^{-3}$
k	(kilo-)	$= 10^{3}$
M	(menage-)	$= 10^{6}$
G	(giga-)	$= 10^{9}$

Alcuni esempi:
Valori delle resistenze
2k7 = 2,7 kΩ = 2700 Ω
470 = 470 Ω
Salvo indicazione contraria, le resistenze utilizzate negli schemi sono di 1/4 watt, al carbone, di tolleranza 5% max.
Valori di condensatori: 4 p7 = 4,7 pF = 0,0000000000047 F
10n = 0,01 µF
10^{-8} F
Le tensioni in continua dei condensatori diversi dagli elettrolitici si suppone che siano di almeno 60V; una buona regola è quella di scegliere un valore di tensione doppio di quello della tensione di alimentazione.

Punti di misura

Salvo indicazione contraria, le tensioni indicate devono essere misurate con un voltmetro di resistenza interna 20 kΩ/V.

Tensione d'alimentazione

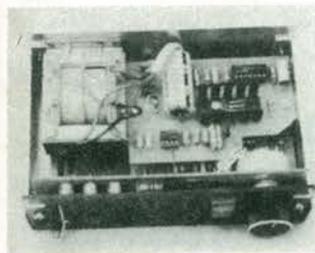
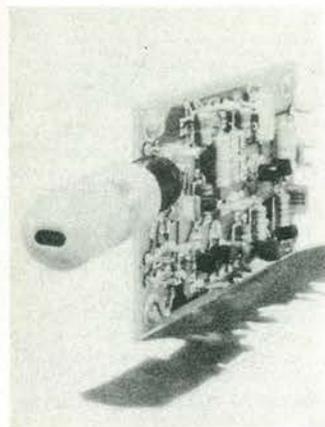
I circuiti sono calcolati per 220 V, sinusoidali, 50 Hz.

Servizi ai lettori

- **EPS** Numerose realizzazioni di Elektor sono corredate di un modello di circuito stampato. Nella maggioranza dei casi, questi circuiti stampati possono essere forniti forati, pronti a essere montati. Ogni mese Elektor pubblica l'elenco dei circuiti stampati disponibili sotto la sigla EPS (dall'inglese Elektor Print Service, servizio di circuiti stampati di Elektor).

Domande Tecniche

- I lettori possono porre delle domande tecniche relative agli articoli su Elektor, a loro scelta per iscritto o per telefono. In quest'ultimo caso, è possibile telefonare il lunedì dalle ore 14.00 alle 16.30. Le lettere contenenti domande tecniche devono essere indirizzate alla Sezione DT: per ricevere la risposta è necessario unire una busta affrancata con l'indirizzo del richiedente. Le lettere spedite da un paese diverso dall'Italia devono essere accompagnate da un coupon-risposta internazionale.
- **Il torto di Elektor**
Ogni modifica importante, aggiunta, correzione e/o miglioria a progetti di Elektor viene annunciata sulla rubrica 'Il torto di Elektor'.

Con l'aiuto del pannello di espansione qui descritto la capacità di memoria dell'elekterminal può essere aumentata a quattro pagine (ciascuna da 16 linee per 64 caratteri). L'interconnessione di due pannelli non è un problema visto che la si esegue con facilità per mezzo di opportuni connettori.

Il digifarad è un capacimetro digitale che permette di misurare valori da 1nF a 9.999 μF con una precisione del 2%. In più non sembra nemmeno caro da realizzare, e allora perchè privarcene?

Il Gate dipper è un piccolo mezzo utile per misurare la frequenza di risonanza dei circuiti accordati L/C. Fondamentalmente è il moderno equivalente del grid-dip meter.

Macrovisione di un circuito montato.

sommario

un nuovo importante servizio di elektor per i lettori

La fornitura di circuiti stampati pronti all'uso è un servizio di Elektor accolto da tutti con favore. Sopprime infatti a beneficio dei lettori, lo studio e la realizzazione del circuito stampato e offre al montaggio un carattere professionale.
Il crescente interesse per i microprocessori ci ha suggerito il completamento di questo servizio con l'aiuto di un software in forma di programmi pronti all'uso per molte utilizzazioni.
Programmi semplici destinati al sistema SC/MP di Elektor sono già stati dati sotto forma di listing esadecimali, ma ciò non vale per programmi più importanti. Molte ne sono le ragioni: innanzitutto i programmi pubblicati in questo modo devono essere caricati a mano.
Se si tratta di un lungo programma, il lavoro diventa stucchevole ed esposto alle maggiori possibilità di commettere errori. Inoltre, e ciò riguarda molto da vicino il punto di vista dei lettori, i listings occupano una considerevole porzione della rivista senza costituire lettura particolarmente attraente.
Per questo motivo ci sembra che molte pagine occupate in tal modo non sarebbero gradite ai lettori che non posseggono microprocessori. Costoro potrebbero forse leggere con interesse un articolo pratico sui microprocessori, ma non troverebbero di proprio gusto la lettura dei listing! Abbiamo così cercato un altro sistema per la fornitura di software: la possibilità di utilizzare dei codici ottici sotto forma di visibili barre stampate. Ciò risolverebbe il problema del carico manuale e degli errori, ma le barre occuperebbero ancora una buona porzione di rivista, e imporrebbero l'uso di una speciale apparecchiatura ottica. Considerando, invece, che i lettori posseggono tutti quanti o un giradischi o un riproduttore di cassette, ecco balzare in evidenza che la registrazione dei programmi in disco o in cassetta è l'ideale. Il contenuto del disco o della cassetta può essere facilmente caricato nel microprocessore per mezzo della cassetta interfaccia descritta nella rivista. Si è discusso molto in proposito e alla fine è stato scelto il disco. Costa meno e, se trattato con cura conserva l'informazione indefinitamente. Essendo SC/MP il solo sistema di microprocessore finora descritto da Elektor, all'inizio saranno ad esso riservati i dischi dei programmi. Poichè il disco ha una capienza molto ampia in relazione alla lunghezza media di ogni programma, si possono registrare molti programmi su ogni disco.
Nella maggior parte dei casi, si potrà registrare ciascun programma almeno due volte, il che permetterà di salvarlo se una parte venisse rovinata.
Tuttavia, se un programma fosse usato frequentemente, sarebbe consigliabie trasferirlo su cassetta e conservare il disco come copia originale. La miglior scelta della forma di registrazione dei dati sui dischi è la modulazione FSK (Frequency Shift Keying = Modulazione per campionatura di frequenza) del segnale allo standard CUTS (300 bauds, 0 = 8 cicli a 1200 Hz, 1 = 4 cicli a 2400 Hz). Il primo disco contiene i programmi di quattro giochi TV. Altri programmi sono in fase di studio. Confidiamo di rendere con ciò un ulteriore valido servizio ai nostri lettori.

P.S L'elenco degli ESS disponibili è a pag. 2-27

I GIOIELLI AMTRON

UK 428

UK 552

Multimetro digitale «AMTRON» UK 428

- Visualizzatore 3,$^1/_2$ digit LED
- Indicazione massima 1999 o −1999
- Punto decimale automatico
- Indicazione di fuori portata

Specifiche tecniche

Portate:
Tensioni c.c.: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 2 kV
Tensioni c.a.: 200 mV - 2 V - 20 V - 200 V - 1 kV
Correnti c.c.: 200 μA - 2 mA - 20 mA - 200 mA - 2 A
Resistenze: 20 MΩ - 2 MΩ - 200 kΩ - 20 kΩ - 2 kΩ

Precisione:
Tensioni c.c.: 200 mV ± 0,2% altre scale ± 0,5% f.s.
Tensioni c.a.: ± 1% f.s.
Correnti c.c.: ± 1% f.s.
Correnti c.a.: ± 2% f.s.
Resistenze: ± 1%
Alimentazione: 220 Vc.a. 50/60 Hz
Dimensioni: 270 x 175 x 100

SM/1428-05

Frequenzimetro digitale «AMTRON» UK 552 W

- Visualizzatore 8 digit LED
- Ampio range di lettura
- Alta sensibilità
- Tempo di gate variabile

Specifiche tecniche

Campo di frequenza: 10 Hz ÷ 60 MHz - 60 MHz ÷ 600 MHz
Sensibilità: 30 mV per 10 Hz ÷ 60 MHz
130 mV per 60 MHz ÷ 600 MHz
Indicatori numerici: 8 digit LED
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ - 35 pF - 75Ω
Alimentazione: 220 Vc.a. - 12 V c.c. esterno
Dimensioni: 265 x 215 x 68

TS/2300-00

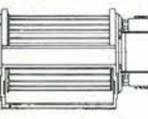
DISTRIBUITI IN ITALIA DALLA GBC

MATERIALE ELETTRONICO ELETTROMECCANICO
Via Zurigo 12/2s - Tel. (02) 41.56.938
20147 MILANO

VENTOLA EX COMPUTER
220 Vac oppure 115 Vac
Ingombro mm. 120x120x38
L. 13.500
Rete salvadita **L. 2.000**

VENTOLA BLOWER
200-240 Vac - 10 W
PRECISIONE GERMANICA
motoriduttore reversibile
diametro 120 mm.
fissaggio sul retro con viti 4 MA
L. 12.500

VENTOLA PAPST-MOTOREN
220 V - 50 Hz - 28 W
Ex computer interamente in metallo statore rotante cuscinetto reggispinta autolubrificante mm. 113x113x50 - Kg. 0,9 - giri 2750-m³/h 145 - Db (A) 54
L. 13.000 Rete salvadita **L. 2.000**

VENTOLE TANGENZIALI
V60 220V 19W 60 m³/h lung. tot. 152x90x100 **L. 10.200**
V180 220V 18W 90 m³/h lung. tot. 250x90x100 **L. 11.200**
Inter. con regol. di velocità **L. 5.000**

PICCOLO 55
Ventilatore centrifugo 220 Vac 50 Hz Pot. ass. 14W - Port. m³/h 23. Ingombro max 93x102x88 mm. **L. 9.500**
TIPO MEDIO 70
come sopra pot. 24 W - Port. 70 m³/h 220 Vac 50 Hz. Ingombro: 120x117x103 mm. **L. 11.100**
Inter. con regol. di velocità **L. 5.000**
TIPO GRANDE 100
come sopra pot. 51 W. Port. 240 m³/h 220 Vac 50 Hz. Ingombro: 167x192x170 **L. 24.700**

VENTOLA AEREX
Computer ricondizionata. Telaio in fusione di alluminio anodizzato g. 0,9 - ø max 180 mm. Prof. max 87 mm. Peso Kg. 1,7 - Giri 2.800.
TIPO 85: 220 V 50 Hz ÷ 208 V 60 Hz 18 W input 2 fasi 1/s 76 Pres = 16 mm. Hzo **L. 19.000**
TIPO 86: 127-220 V 50 Hz 2 ÷ 3 fasi 31 W input. 1/s 108 Pres = 16 mm. Hzo **L. 21.000**

RIVOLUZIONARIO VENTILATORE
ad alta pressione, caratteristiche simili ad una pompa IDEALE dove sia necessaria una grande differenza di pressione ø 250x230 mm. Peso 16 Kg.
Pres. 1300 H20.
Tensione 220 V monofase **L. 75.000**
Tensione 220 V trifase **L. 70.000**
Tensione 380 V trifase **L. 70.000**

Da 12 V (auto) a 220 V (casa)
CONVERTITORE DI TENSIONE
Trasforma la tensione continua della batteria in tensione alternata 220 V 50 Hz.
In presenza rete può fare da caricabatteria.

Art. 12/250 F. 12Vcc ÷ 220 Vac 250VA **L. 182.000**
Art. 24/250 F. 24 Vcc ÷ 220Vac 250 VA **L. 182.000**
Art. 12/450 F. 12Vcc ÷ 220Vac 450 VA **L. 220.000**
Art. 24/450 F. 24Vcc ÷ 220Vac 450 VA **L. 220.000**

STRUMENTI RICONDIZIONATI

Generat. Sider Mod. TV6B da 39,90 ÷ 224,25 MHz 11 scatti. **L. 280.000**
Generat. Siemens prova TV 10 tipi di segnali + 6 frequenze **L. 250.000**
Generat. H/P Mod. 608 10÷410 Mc **L. 480.000**
Generat. G.R. Mod. 1211.C sinusoidale 0,5÷5 e 5÷50 MHz completo di alimentazione **L. 400.000**
Generat. Boonton Mod. 202E 54÷216 Mc + Mod. 207EP 100 Kc÷55 MC + Mod. 202EP alimentazione stabilizzata. **L. 1.100.000**
Radio Meter H/P Mod. 416A senza sonda **L. 200.000**
Voltmetro RT Boonton Mod. 91CAR 0÷70 dB 7 scatti **L. 120.000**
Misurat. di Pot. d'uscita G.R. Mod. 783A 10MHz ÷ 100 kHz **L. 200.000**
Misuratore di onde H/P Mod. 1070÷1110 Mc **L. 200.000**
Misurat. di fase e tempo elettronico Mod. 205B2 180÷1100 Mc **L. 200.000**
Q.Metter VHF Marconi Mod. TF886B 20÷260Mc Q 5÷1200 **L. 420.000**
Alimentatore stab. H/P Mod. 712B 6,3V 10A + 300V 5mA 0÷150V 5mA + 0÷500V 200mA **L. 150.000**
termoregolatore Honeywell Mod. TCS 0÷000° **L. 28.000**
Termoregolatore API Instruments/co 0÷800° **L. 50.000**
Perforatrice per schede Bull G.E. Mod. 112 serie 4 **L. 500.000**
Verificatore per schede Bull G.E. Mod. V126 serie 7 **L. 500.000**

OFFERTE SPECIALI

100 Integrati DTL nuovi assortiti **L. 5.000**
100 Integrati DTL-ECL-TTL nuovi **L. 10.000**
30 Integrati Mos e Mostek di recupero **L. 10.000**
500 Resistenze ass. 1/4÷1/2W 10%÷20% **L. 4.000**
500 Resistenze ass. 1/4÷1/8W 5% **L. 5.500**
150 Resistenze di precisione a strato metallico 10 valori 0,5÷2% 1/8÷2W **L. 5.000**
50 Resistenze carbone 0,5-3W 50% 10% **L. 2.500**
10 Reostati variabili a filo 10÷100W **L. 4.000**
20 Trimmer a grafite assortiti **L. 1.500**
10 Potenziometri assortiti **L. 1.500**
100 Cond. elettr. 1÷4000 μF ass. **L. 5.000**
100 Cond. Mylard Policarb Poliest 6÷600V **L. 2.800**
100 Cond. Polistirolo assortiti **L. 2.500**
200 Cond. ceramici assortiti **L. 4.000**
10 Portalampade spia assortiti **L. 3.000**
10 Micro Switch 3-4 tipi **L. 4.000**
10 Pulsantiere Radio TV a sortite **L. 2.000**
Pacco kg. 5 mater. elettr. Inter. Switch cond. schede **L. 4.500**
Pacco kg. 1 spezzoni filo collegamento **L. 1.800**

PROVA TRANSISTOR
Strumento per prova dinamica non distruttiva dei transistor con iniettore di segnali incorporato con puntali.
L. 9.000

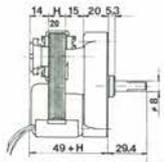
RELÈ

RELÈ REED 2 cont. NA 2A, 12 Vcc **L. 1.500**
RELÈ REED 2 cont. NC 2A, 12 Vcc **L. 1.500**
RELÈ REED 1 cont.NA + 1 cont.NC 12 Vcc **L. 1.500**
RELÈ STAGNO 2 scambi 3A (sotto vuoto) 12 Vcc **L. 1.200**
Ampolle REED ø 2,5 x 22 mm. **L. 400**
MAGNETI ø 2,5 x 9 mm. **L. 150**
RELÈ CALOTTATI SIEMENS 4 sc. 2A 24 Vcc **L. 1.500**
RELÈ SIEMENS 1 scambio 15A 24 Vcc **L. 3.000**
RELÈ SIEMENS 3 scambi 15A 24 Vcc **L. 3.500**
RELÈ ZOCCOLATI 3 scambi 5÷10A 110 Vca **L. 2.000**

BORSA PORTA UTENSILI

4 scomparti con vano tester cm. 45x35x17 **L. 39.000**
3 scomparti con vano tester **L. 31.000**

MATERIALE VARIO

Conta ore elettronico da incasso 40 Vac **L. 1.500**
Tubo catodico Philips MC 13-16 **L. 12.000**
Cicalino elettronico 3÷6 Vcc bitonale **L. 1.500**
Cicalino elettromeccanico 48 Vcc **L. 1.500**
Sirena bitonale 12 Vcc 3 W **L. 9.200**
Numeratore telefonico con blocco elettrico **L. 3.500**
Pastiglia termostatica apre a 90° 400V 2A **L. 500**
Comutatore rotativo 1 via 12 pos. 15A **L. 1.800**
Commutatore rotativo 2 vie 6 pos. 2A **L. 350**
Commutatore rotativo 2 vie 2 pos. + + pulsante **L. 350**
Micro Switch deviatore 15A **L. 500**
Bobina nastro magnetico ø 265 mm. foro ø 8 ø1200 - nastro 1/4" **L. 5.500**
Pulsantiera sit. decimale 18 tasti 140x110x40 mm. **L. 5.500**

MOTORIDUTTORI
220 Vac - 50 Hz
2 poli induzione
35 V.A.

Tipo H20 1,5 g/min. copp. 60 kg/cm **L. 21.000**
Tipo H20 6,7 g/min. copp. 21 kg/cm **L. 21.000**
Tipo H20 22 g/min. copp. 7 kg/cm **L. 21.000**
Tipo H20 47,5 g/min. copp. 2,5 kg/cm **L. 21.000**
Tipi come sopra ma reversibili **L. 45.000**

MOTORI PASSO-PASSO
doppio albero ø 9 x 30 mm. 4 fasi 12 Vcc. corrente max. 1,3 A per fase.
Viene fornito di schemi elettrici per il collegamento delle varie parti.
Solo motore L. 25.000
Scheda base per generazione fasi tipo 0100 **L. 25.000**
Scheda oscillatore Regol. di velocità tipo 0101 **L. 20.000**
Cablaggio per unire tutte le parti del sistema comprendete connett. led. potenz. **L. 10.000**

Connettore dorato femmina per schede 10 contatti **L. 400**
Connettore dorato femmina per scheda 22 contatti **L. 900**
Connettore dorato femmina per schede 31+31 contatti **L. 1.500**
Guida per scheda alt. 70 mm **L. 200**
Guida per scheda alt. 150 mm **L. 250**
Distanziatore per transistori T05÷T018 **L. 15**
Portalampade a giorno per lampade siluro **L. 20**
Cambiotensione con portasubile **L. 150**
Reostati toroidali ø 50 2,2 Ω 4,7 A **L. 1.500**
Tripol 10 giri a filo 10 kΩ **L. 1.000**
Tripol 1 giro a filo 500 Ω **L. 800**
Serrafilo alta corrente neri **L. 150**
Contraves AG Originali h 53 mm decimali **L. 2.000**
Contametri per nastro magnet. 4 cifre **L. 2.000**
Compensatori a mica 20 ÷ 200 pF **L. 130**

ELETTROMAGNETI IN TRAZIONE
Tipo 261 30÷50 Vcc lavoro interm. 30x14x10 corsa 8 mm **L. 1.000**
Tipo 262 30÷50 Vcc lavoro interm. 35x15x12 corsa 12 mm **L. 1.250**
Tipo 565 220 Vcc lavoro continuo 50x42x10 corsa 20 mm **L. 2.500**

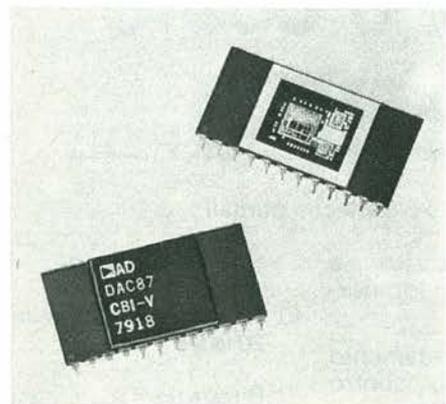
SCHEDE SURPLUS COMPUTER
A) - **20** Schede **Siemens** 160x110 trans. diodi ecc. **L. 3.500**
B) - **10** Schede **Univac** 160x130 trans. diodi integr. **L. 3.000**
C) - **20** Schede **Honeywell** 130y65 tran. diodi **L. 3.000**
D) - **5** Schede **Olivetti** 150x250 ± (250 integ.) **L. 5.000**
E) - **8** Schede **Olivetti** 320x250 ± (250 trans. + 500 comp.) **L. 10.000**
F) - **5** Schede con trans. di pot. integ. ecc. **L. 5.000**
G) - **5** Schede **Ricambi** calcolat. Olivetti completi di connettori di vari tipi **L. 10.000**
H) - **5** Schede **Olivetti** con Mos Mostek memorie **L. 11.000**
I) - **1** Schede con 30÷40 **memorie Ram** 1÷4 kbit statiche o dinamiche (4096-40965) ecc. **L. 10.000**
Dissipatore 13x60x30 **L. 1.000**
Autodiodi su piastra 40x80/25A 200V **L. 600**
Diodi 25A 300V montati su dissip. fuso **L. 2.500**
Diodi 100A 1300V nuovi **L. 7.500**
SCR attacco piano 17A 200V nuovi **L. 2.500**
SCR attacco piano 115A 900V nuovi **L. 15.000**
SCR 300A 800V **L. 25.000**

PER LA ZONA DI PADOVA
RTE - Via A. da Murano, 70 - Tel. (049) 605710 PADOVA

MODALITÀ: Spedizioni non inferiori a L. 10.000 - Pagamento in contrassegno - I prezzi si intendono IVA esclusa - Per spedizioni superiori alle L. 50.000 anticipo +35% arrotondato all'ordine - Spese di trasporto, tariffe postale e imballo a carico del destinatario - Per l'evasione della fattura i Sigg. Clienti devono comunicare per scritto il codice fiscale al momento dell'ordinazione - Non disponiamo di catalogo generale - Si accettano ordini telefonici inferiori a L. 50.000.

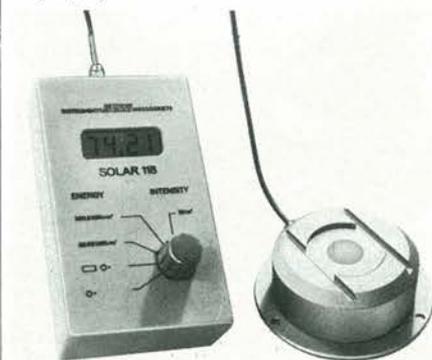
SELEKTOR

Convertitore D/A a 12 bit

L'AD DAC 87. della Analog Devices è un convertitore da digitale ad analogico, formato da switches bipolari adattati, una rete di resistori di precisione, un riferimento di tensione stabilissimo a bassa deriva e un amplificatore di uscita opzionale.
Gli ingressi digitali sono TTL compatibili con codificazione di ingresso complementare binaria.

L'AD DAC 87 offre ranges di uscita di ±2,5, ±5, ±10, da 0 a +5V o da 0 a +10V (nei modelli V); i ranges delle correnti di uscita (modelli I) sono sia ±1 mA che da 0 a −2 mA.
Il progetto circuitale avanzato e le tecniche di processing di precisione hanno consentito di conseguire notevoli vantaggi rispetto ai dispositivi convenzionali standard DAC 87.
Una realizzazione innovativa a 3 chip aumenta l'affidabilità di un fattore 5.
L'AD DAC 87 comprende una struttura a celle di precisione che garantisce una notevole immunità rispetto alle variazioni della tensione di alimentazione. Questa stessa struttura riduce anche le non linearità dovute ai transitori termici.
I resistori a film sottile di Sicr ad alta stabilità vengono rifiniti con un laser ad alta risoluzione, riducendo così gli errori di non linearità differenziale.
Un diodo zener a basso rumore e ad alta stabilità consente di ottenere una tensione di riferimento con un'eccellente stabilità a lungo termine, un'alta capacità di corrente esterna e caratteristiche del ciclo di temperatura paragonabili a quelle dei migliori riferimenti a Zener discreti.
L'AD DAC 87 è ideale per tutte le applicazioni con convertitori D/A a 12 bit, dove diventano importanti l'affidabilità e le prestazioni in tutto il range di temperatura da −55 °C a +125 °C.

De Mico
Via Manzoni,31
20121 Milano
Tel: 02/653131

Strumentazione per l'industria e la ricerca

La Haenni presenta il SOLAR 118, un vero e proprio "tester solare" portatile e di uso semplice, che misura sia l'intensità che l'energia della radiazione solare ricevuta su una superficie piana.
Una speciale fotocellula al silicio converte in una tensione continua la radiazione globale ossia la somma della radiazione diretta e di quella diffusa.
Un circuito elettronico di nuova concezione a basso consumo misura l'intensità della radiazione solare e la integra consentendo di leggere anche l'energia totale irraggiata per unità di superficie.
Anche ad apparecchio spento quest'ultima rimane memorizzata.
La fotocellula misura lo spettro di irradiazione da 0,4 a 1,1 micron su un angolo utile di 160° < ed è collegata all'apparecchio mediante un cavo di 2 m (a richiesta fino a 200 m).
Inoltre la fotocellula è compensata termicamente, il segnale in uscita corrisponde a 100 mV per 1.000 W/m^2.
Il campo di misura dell'energia è di 0 - 1.000 kWh/m^2 diviso in due gamme commutabili, il campo di misura dell'internsità è di 0 - 1.500 W/m^2.
Entrambi i valori si leggono chiaramente su un display digitale a cristalli liquidi che effettua una misura al secondo.
Per diminuire il consumo dell'apparecchio è possibile effettuare misure di energia anche su periodi lunghi mantenendo il display spento.

La precisione di misura dell'energia è di± 2% del valore letto ±1 digit, mentre per l'intensità è di ±3% v.f.s. ±1 digit.
IL SOLAR 118 è alimentato da quattro normali pile da 1,5 V (UM3) con autonomia di 2.900 ore con il display acceso, fino a 4.800 ore con display spento; il valore di energia memorizzato permane per 90.000 ore a strumento spento.
La temperatura di funzionamento per il sensore va da −40 a +80 °C mentre per lo strumento con display LED è di 0 ÷ 50 °C.
IL SOLAR 118 di dimensioni contenute (115 × 90 × 45 mm) è molto maneggevole, la custodia è in resina antiurto stagna alla polvere ed agli spruzzi.

Ampere
Via Scarlatti 26
20124 Milano
Tel: 02/200265.6.7

Ecotomografo ad ultrasuoni in tempo reale

L'ecotomografo RA-1, realizzato dalla Siemens, è un apparecchio diagnostico ad ultrasuoni in tempo reale comandato da un computer. Questo sistema, che ha le caratteristiche di un compoundscan, consente di rilevare automaticamente l'immagine e nello stesso tempo di elaborarla in forma digitale, ottenendo così un'ottima qualità ed un sistema di notevole versatilità.
L'RA-1 dispone di una sonda compatta e maneggevole che, appoggiata al paziente, esegue in tempo reale delle scansioni per localizzare la zona interessata; premendo poi un pulsante, appare automaticamente sullo schermo una immagine ad elevata risoluzione e di ampio formato. Ne consegue che la durata dell'esame viene notevolmente ridotta e la qualità dell'immagine migliorata.
La sonda dell'RA-1 contiene parecchi trasduttori e può essere portata nella posizione più favorevole per eseguire l'esame.
Il fascio di ultrasuoni emesso dai trasduttori sotto pilotaggio del computer permette di scegliere diversi formati di analisi, facilitando così l'accesso alle varie zone del campo e migliorando nello stesso tempo la qualità dell'immagine. La sonda può essere utilizzata sia per un esercizio in tempo reale senza sfarfallamenti sia per un esercizio automatico Scan-B ad elevata risoluzione.
Poichè il movimento dei singoli trasduttori ad ultrasuoni è pilotato dal computer ed è quindi noto in anticipo, il RA-1 consente di elaborare l'immagine raggio a raggio o riga a riga, migliorandone la qualità.
L'RA-1 viene fornito con una sonda da 2,25 MHz ed una da 3,5 MHz, spostabile a mano o tramite un braccio. Il computer consente di scegliere facilmente il gruppo di trasduttori più adatto per i tre formati di campo, semplificando così l'esame di zone del corpo difficilmente accessibili.
La sonda consente di ottenere a campo pieno una immagine di 12 × 32 cm ad una profondità di 20 cm nel corpo del paziente.
Il terzo tipo di uso con formato a settore espanso consente di effettuare esami in zone coperte dalla cassa toracica, come ad esempio il lobo superiore destro del fegato.
Quando l'RA-1 funziona con la sonda

SELEKTOR

sullo stativo, la posizione della sonda viene rilevata automaticamente per via elettronica e raffigurata costantemente sullo schermo. L'interblocco di rotazione ed il segnalatore di distanza consentono di effettuare esami pianparalleli con completa libertà di movimento durante la fase delle operazioni.
Gli elementi di comando per regolare e selezionare i particolari del formato e degli altri valori di misura nonché lo schermo su cui vengono rappresentati tutti i dati importanti e le funzioni di servizio sono disposti nella parte superiore dell'RA-1.

Siemens Elettra
Via F. Filzi, 29
20100 Milano
Tel: 02/6992

Dispositivo per la ricerca del personale

Il modello RP800 della Peritel è un dispositivo per la ricerca delle persone che funziona su una installazione telefonica privata senza la necessità di installazioni particolari.
Il suo compito è quello di ricercare l'interessato, di emettere e di ricevere dei suoni o delle parole.

L'RP800 è composto da un emettitore, da un ricevitore (bip-bip) fisso o mobile, ricevitore di suoni o di parole e in certi casi di messaggi parlati e da una tastiera di chiamata con microfono separato. La tastiera ha incorporato il codificatore che serve per la ricerca.
L'utilizzazione sistematica del concetto modulare permette la regolazione di questi dispositivi alle necessità individuali, e assieme la possibilità di espansione.
L'apparecchio è semplice da usare: basta comporre una cifra in più del normale numero telefonico interno. La persona ricercata riceve allora il segnale "bip" nel suo ricevitore, e compone la cifra che segnala la ricezione.
Il sistema contatta i ricevitori generando un campo magnetico (emettendo onde hertziane).
Le funzioni specifiche assicurate dal dispositivo sono: chiamata di gruppo; segnale di allarme prioritario, indicazione di assenza e trasmissione confidenziale dei messaggi.

Peritel
5, rue S.te Croix de la Bretonnerie
75004 Paris
Sig. Daniel Pagnard

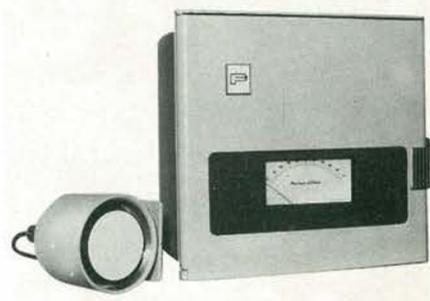
Strumento portatile per l'analisi delle vibrazioni

Le misure di intensità della vibrazione, in motori elettrici, generatori, turbine, pompe soffianti ecc ... sono un campo d'impiego dello strumento di misura VIBROMETEP 10 sviluppato dalla Carl Schenck.
Lo strumento è in grado di soddisfare tutte le richieste delle norme DIN 45 666, ISO 2954 e VDI 2056 ed è impiegabile per controllo qualità, messa in servizio e manutenzione di macchine.
La novità di questa apparecchiatura, caratterizzata da ridotte dimensioni d'ingombro, è costituita dalla possibilità di determinare, attraverso un'analisi di frequenza delle vibrazioni presenti, la causa dei disturbi. Ha inoltre il vantaggio di poter effettuare sempre delle misure comparative grazie all'impiego di un filtro a 110 passi. Nel caso di apparecchiature equipaggiate con filtri a banda continua, ciò è possibile solo limitatamente.
Il VIBROMETER 10 permette quindi di individuare la causa di ogni vibrazione di disturbo di macchine, impianti ed edifici.
La misura viene effettuata appoggiando manualmente il captatore di vibrazioni alla macchina in prova. Viene indicata direttamente l'intensità della vibrazione in

mm/s e in inch/s ed il valore di picco dell'ampiezza della vibrazione in µm e mils. Nelle analisi di frequenza l'apparecchiatura fornisce le frequenze con le relative ampiezze.
Per la registrazione dei risultati di misure sono disponibili delle prese di collegamento per registratore ed oscilloscopio.
Il VIBROMETER 10 lavora indipendentemente dalla rete di alimentazione ed è provvisto di normali batterie a secco. È possibile inoltre anche un'esecuzione con batterie ricaricabili. Lo strumento indicatore e gli accessori sono forniti in una custodia per il trasporto.

Schenck Italia
Via Fortezza, 2
20126 Milano
Tel: 02/2550551

Misuratore di portata ad ultrasuoni per canale aperto

Le misure di portata in canale aperto del tipo tradizionale, impiegate sugli impianti di trattamento delle acque di scarico, in presenza di solidi sospesi che tendono a depositarsi sull'elemento sensore, a volte rendono necessaria una gravosa manutenzione.

Per eliminare questo inconveniente la Fischer & Porter ha realizzato il misuratore di portata ad ultrasuoni, modello 5OUS1000.
L'elemento di misura, da installare sopra il canale, è costituito da un trasduttore piezoelettrico in grado di generare un segnale ad ultrasuoni, di ricevere l'eco riflesso della superficie dell'effluente e trasmettere un segnale in tensione.
Questo è mandato ad un preamplificatore e quindi ad un microprocessore, che memorizza il tempo impiegato dal segnale per ritornare al sensore, e calcola la velocità effettiva del suono compensata dalla temperatura ambiente.
Dai parametri rilevati il misuratore calcola il livello del liquido e da questo la portata da misurare.
Una caratteristica del modello 5OUS1000 è la particolare realizzazione del trasduttore che genera segnali ultrasonici di elevata intensità e quindi dispone di segnali eco molto forti per avere la massima affidabilità di misura.

Fischer & Porter Italiana
Via Gorizia, 16
20063 Cernusco S/N
Tel: 02/9043121

Il grid-dip meter (questa definizione ci riporta ai bei tempi antichi delle valvole, nelle quali vi è appunto una griglia in filo tra anodo e catodo, e la relativa corrente è misurata dallo strumento) è un indicatore piccolo ed utile, che permette di accertare la frequenza di risonanza di un circuito accordato pur senza che vi siano collegamenti elettrici con il circuito in questione. Il grid-dip meter, comprende una bobina, che è parte di un oscillatore a frequenza variabile.

gate-dipper

Il moderno equivalente del grid-dip meter offre una misura rapida della frequenza di risonanza dei circuiti accordati L/C.

La misura della frequenza di risonanza dei circuiti accordati che operano in R.F., normalmente può essere effettuata solo con strumenti alquanto costosi, che non sempre sono a disposizione dell'hobbista. Presentiamo qui una valida alternativa ai sistemi classici, che si chiama gate dipper; mostra l'accordo in modo semplice e rapido.

La bobina è portata vicino al circuito risonante in parallelo sottoposto a misura (l'apparecchiatura di cui fa parte il circuito oscillante durante questa prova deve essere spenta). Per i circuiti risonanti in serie la misura può essere effettuata cortocircuitando i capi esterni in modo da ottenere un circuito risonante in parallelo comunque.
Portando la bobina del grid-dip meter accanto all'altra, si ha un accoppiamento elettromagnetico tra i due circuiti risonanti. Non appena la frequenza dell'oscillatore dello strumento approssima quella del circuito LC in misura, l'oscillazione è evidentemente smorzata.
la diminuzione è rilevata dallo strumento, ed in tal modo si ha una deflessione dell'indice di uno strumento verso il basso; allorchè la deflessione è massima, la frequenza dell'oscillatore coincide con quella della risonanza del circuito risonante, ed il valore di quest'ultima può essere semplicemente letto sulla scala calibrata dello strumento.
Il circuito del gate dipper qui descritto è basato su di un dispositivo detto *diodo lambda*. Certo, molti lettori non avranno mai sentito nominare questa strana "bestia", ed allora sarà necessario dedicare un pochino di tempo alla spiegazione di tale insolito elemento tutt'altro che usuale.

Il diodo lambda

Se il termine diodo lambda non è familiare, certo la maggioranza dei nostri lettori avranno sentito parlare del *diodo tunnel*. Questo è un diodo che esibisce una resistenza *negativa* in una certa porzione della sua

curva caratteristica tensione-corrente. Il concetto di resistenza negativa può parere controverso, ma in pratica è molto chiaro. La caduta di tensione su di una resistenza "normale" o "positiva" aumenta con l'intensità, con il flusso che attraversa la resistenza.
La resistenza negativa, provoca una relazione *inversa* tra corrente e tensione, come dire che la corrente aumenta, mentre la tensione *diminuisce*.
La tipica curva caratteristica di un diodo tunnel è mostrata nella figura 1. Nel tratto −r il diodo esibisce una resistenza negativa. Assumiamo ad esempio che il diodo sia polarizzato al punto P; ora, se la tensione è aumentata di ΔU, la corrente decade di ΔI. La resistenza del diodo è quindi:

$$-r = \frac{\Delta U}{\Delta I}$$

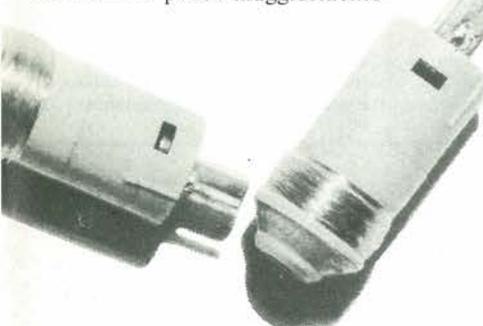
La resistenza negativa è più piccola (come dire che vi è il più grande calo nell'intensità per un dato cambio in tensione) nel punto in cui la curva pende maggiormente.

La questione ora è: come si può impiegare praticamente la caratteristica della resistenza negativa?
Diciamo in breve che, la resistenza negativa può essere considerata come un elemento circuitale attivo (proprio l'opposto della normale resistenza), ed appunto in tal modo s'impiega normalmente un diodo tunnel. La figura 2 mostra un semplice esempio di oscillatore a diodo tunnel.
La corrente che attraversa il diodo tunnel si regola automaticamente nel punto in cui dà luogo alla massima resistenza negativa (come dire nel miglior punto della porzione a resistenza negativa della curva tensione-corrente). Gli oscillatori a diodo tunnel presentano diversi vantaggi, come il basso assorbimento in potenza, la buona stabilità in frequenza, ed ultimo, ma non come importanza, la stessa inerente semplicità.
Più di recente, tuttavia, l'apparire dei FET ha consentito il progetto di un circuito oscillatore che offre prestazioni sempre migliori, con il risultato che i diodi tunnel sono impiegati sempre più di raro per le applicazioni di ogni giorno. Nonostante questa tendenza, la semplicità degli oscillatori a diodo tunnel, ha continuato a premere per la ricerca di prestazioni aumentate, continuando ad impiegare gli stessi principi fondamentali. Questa ricerca ha avuto come risultato il diodo lambda, che è formato da un FET dal canale N e da un'altro dal canale P, connessi come si vede nella figura 3. Tra l'anodo ed il catodo del dispositivo, si ricava la stessa resistenza negativa che era caratteristica del diodo tunnel. Di conseguenza, il diodo lambda può essere impiegato a sua volta come elemento attivo nei circuiti oscillatori. In questo grid-dip meter, si impiega appunto tale elemento.

Figura 1. La caratteristica peculiare di un diodo tunnel, è la possibilità di esibire un tratto a resistenza negativa nella cura tensione-corrente.
Quando il diodo è polarizzato in questo punto, diviene effettivamente un elemento attivo circuitale.

Il gate dipper

Il circuito elettrico completo appare nella figura 4. Impiegando un regolatore di tensione (IC1) il circuito può essere alimentato con una pila da 9V, ed in tal modo lo strumento diviene portatile e facile da impiegare. Il diodo lambda è formato dal FET T1 e dal transistore T2. Poichè il FET dal canale P ha una curva di trasferimento relativamente poco profonda, al suo posto si usa il transistore bipolare. Anche se la configurazione mostrata nel circuito può sembrare abbastanza diversa, rispetto a quella di figura 3, per tutto quel che concerne il funzionamento in AC (segnali) il modo di lavoro di base, rimane identico.
Il circuito oscillatore è formato dalla bobina fissa, L_x, e dal condensatore variabile C3, tramite il quale si regola la frequenza dell'oscillatore. Il diodo lambda è polarizzato nella regione della resistenza negativa tramite P1. I diodi D1 e D2 limitano la gamma di regolazione entro valori certamente utili.
L'uscita dell'oscillatore è rettificata tramite D3. Una tensione negativa in CC (L_x può essere considerata un cortocircuito per le correnti AC) appare ai capi del diodo, che serve per controllare la tensione del diodo lambda (tramite il gate del T1).
Questa tensione è spiegata da C4/R2 e portata al T3, che è connesso come source follower. Il potenziometro P2 è regolato in modo tale da ottenere una lettura zero nello strumento.
Se la bobina L_x è portata vicino ad un circuito risonante passivo, che deve essere misurato, la tensione negativa ai capi del D3 cala e l'oscillatore è smorzato progressivamente. ciò provoca un incremento della tensione al source del T3, e di conseguenza vi è una deflessione nello strumento. Quando la deflessione raggiunge il massimo, il valore del C3 serve come indice della frequenza di risonanza del circuito risonante che si prova. A causa dell'utilizzo del diodo lambda, il movimento dell'indice è opposto rispetto a quello degli altri modelli di grid-dip meter, nei quali la regolazione è effettuata per la *minima* deflessione (di qui il termine *dip* meter).
Il grid-dip meter può anche essere impiegato per provare la frequenza di oscillazione di un oscillatore.
Ancora una volta la bobina dello strumento sarà portata accanto a quella del circuito oscillatore, e C3 deve essere regolato sino ad udire il sibilo di battimento che scaturisce. Questo battimento a bassa frequenza, non è sufficientemente smorzato da impedirgli di apparire al source del T3, con il risultato che perviene all'ultimo stadio, T4 e T5, e può essere udito in cuffia. P3 funziona quindi come controllo di volume.
Quando si misura la frequenza di lavoro di un circuito oscillante di un radioricevitore, se il grid-dip meter è sintonizzato al battimento zero, è possibile modulare il segnale r.f. (in linea con il principio della conversione diretta). In tal caso, il diodo lambda funziona come stadio miscelatore autoscillante. Questo fatto consente di calibrare lo strumento con una scala molto precisa per le frequenze (la procedura è descritta nei dettagli nella sezione dell'articolo relativa alla calibrazione).

Il montaggio

Il circuito stampato, lato rame e lato parti per il grid-dip meter appare nella figura 5. La bobina L_x, non è montata sul pannello, ma deve essere connessa al circuito tramite una spina DIN in plastica per altoparlanti.

Figura 2. Per realizzare un oscillatore a diodo tunnel servono solo ben poche parti. La semplicità è anzi il maggior vantaggio offerto da questo genere di circuito oscillatore.

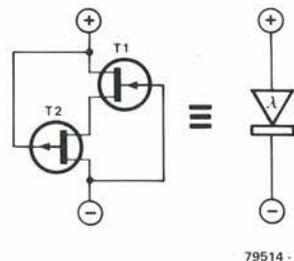



Figura 3. Se si collegano due FET, uno dal canale P ed un'altro dal canale N come è mostrato, si ottiene un cosidetto "diodo lambda". Così come il diodo tunnel, l'assieme ha un tratto a resistenza negativa nella curva della tensione rispetto alla corrente.

4

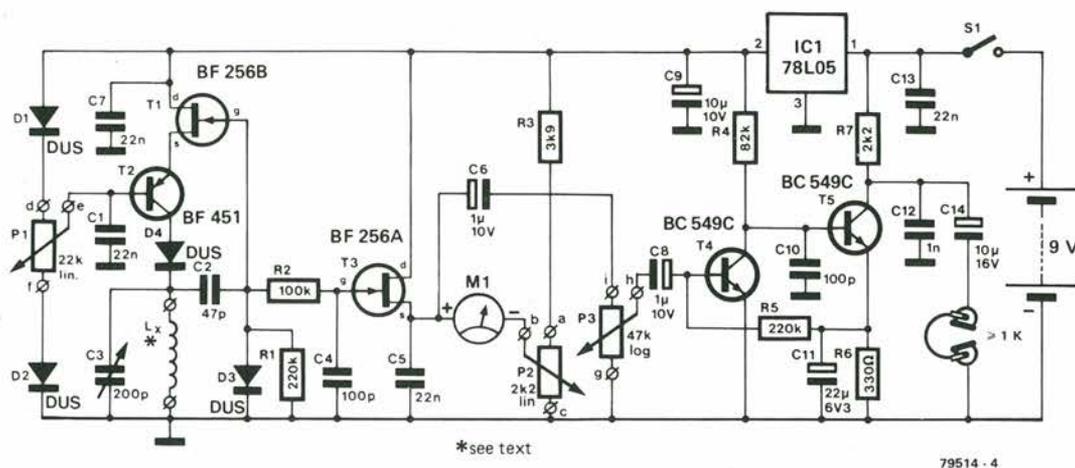
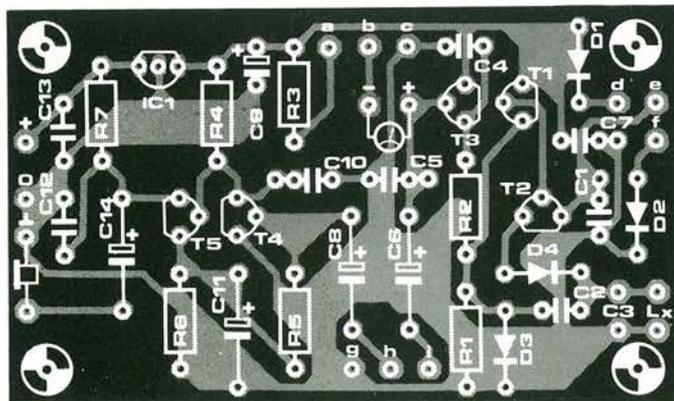
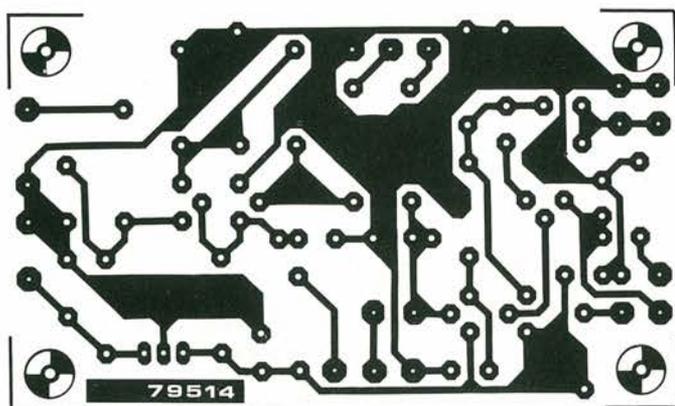



Figura 4. Schema elettrico completo del gate dipper. Il FET T1 ed il transistore bipolare T2 formano il diodo lambda. A prima vista, questa configurazione sembra alquanto diversa da quella mostrata nella figura 3. Tuttavia, dal punto di vista dei segnali, e correnti AC, la base del T2 è connessa al drain, ed il gate del T1 è connesso al collettore del T2, quindi i due circuiti sono equivalenti per quel che si riferisce al funzionamento in AC.

5

Figura 5. Circuito stampato del gate dipper, lato rame e lato parti (EPS 79514). La bobina Lx non è montata sulla basetta, ma va avvolta sul fusto plastico di uno spinotto DIN per la connessione degli altoparlanti. Il relativo zoccolo sarà montato sull'involucro dello strumento. In tal modo, la sostituzione delle bobine che servono per le diverse gamme diviene facilitata.

Elenco componenti

Resistenze:

R1,R5 = 220 k
R2 = 100 k
R3 = 3k9
R4 = 82 k
R6 = 330 Ω
R7 = 2k2
P1 = 22 k lin
P2 = 2k2 lin
P3 = 47 k log

Condensatori:

C1,C5,C7,C13 = 22 n
C2 = 47 p
C3 = 220 p, variabile
C4,C10 = 100 p
C6,C8 = 1 µ/10 V
C9 = 10 µ/10 V tantalio
C11 = 22 µ/6.3 V
C12 = 1 n
C14 = 10 µ/16 V

Semiconduttori:

T1 = BF 256B
T2 = BF 451
T3 = BF 256A
T4,T5 = BC 549C
IC1 = 78L05
D1 . . . D4 = DUS

Varie:

L_x vedi testo e tabella
M1 = indicatore da 225 µA o più sensibile
S1 = interruttore generale
8 spine DIN per altoparlante
1 presa per spine DIN da altoparlante

Ciò permette d'impiegare diverse bobine differenti, quindi di ottenere varie gamme di misura. La tabella riportata elenca i dettagli di avvolgimento per ciascuna bobina, e la relativa banda di lavoro.

Le bobine vanno avvolte sugli spinotti, il più lontano possibile dal lato terminali (vedi figura 6). Se la bobina è accostata ad ogni parte metallica, si sviluppano delle correnti parassitarie che causano delle perdite di energia che sono sempre più grandi man mano che aumenta la frequenza. Il risultato potrebbe essere la deflessione dell'indice dopo che C3 è stato regolato. Pur ammettendo che ciò non sarebbe un disastro, la lettura risulterebbe impossibile, quindi non si potrebbe regolare esattamente C3. Se le perdite ed i fenomeni parassitari fossero ancora più importanti, l'indice potrebbe deflettere ad un punto tale da non poter più indicare dei "dip".

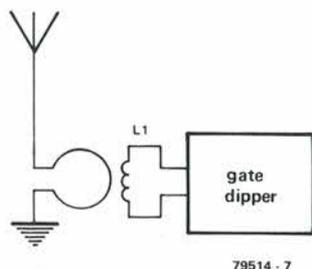
I terminali di ogni bobina vanno fatti rientrare nel corpo della spina e saldati ai contatti. La bobina che consiste di una spira sola, va saldata direttamente sui reofori ed il fusto in plastica può essere omesso.

Lo zoccolo che accoglie le spine è montato sull'involucro del grid-dip meter e deve essere collegato alla basetta stampata generale con due spezzoni di filo molto corti e molto grossi. In tal modo, la sostituzione delle bobine risulta molto facile, qual che sia la banda di misura che serve.

Il condensatore variabile C3, è a sua volta montato fuori dalla basetta, e sarà collegato alle piste con i due spezzoni di filo corti e grossi come quelli che sono serviti per lo zoccolo delle bobine. Se le connessioni in filo sono troppo lunghe, le misure oltre ad 80 MHz circa non saranno possibili.

Calibrazione ed impiego

Prima di dotare il gate dipper di una scala calibrata, si deve imparare ad impiegarlo correttamente. P1 e P2 devono essere regolati in modo da dar luogo ad un "dip" positivo. Lo strumento più che altro è un indicatore, e non un vero e proprio strumento di misura. A questo stadio, quindi, P2 non sarà regolato per ottenere lo zero perfetto, ma per far si chè l'indice rimanga nella scala. In altre parole, P2 sarà regolato per compensare le perdite di energia indotte da metalli vicini agli avvolgimenti ecc.

come è stato detto in precedenza, P1 in pratica determina la polarizzazione del diodo lambda, ed in sostanza la sensibilità del circuito.

La miglior regolazione del P1 può essere determinata come segue:

il cursore del P1 deve essere tutto ruotato verso il catodo del D1. In questo modo, l'oscillatore è bloccato e la deflessione dell'indicatore massima. Ci si deve assicurare che l'indice non prema sul pernino di arresto a fondo scala, tuttavia (se è necessario si deve aggiustare P2 in conformità).

Ora, il cursore del P1 va ruotato nella direzione opposta.

Ad un certo punto, la deflessione dell'indice deve calare (l'oscillatore inizia a lavorare). Continuando a ruotare P1, si raggiungerà la deflessione minima (a questo punto sarà necessario ritoccare P2). La calibrazione dello strumento ora può essere regolata come si vuole tra i due estremi tramite P2 (è da notare che P2 dovrà sempre essere riaggiustato quando si sostituisce la bobina L_x).

È necessario far pratica con il controllo del guadagno impiegando un circuito accordato dalla risonanza nota. Con questo, si impiegheranno diverse regolazioni del P1 per verificare come si può ottenere la massima sensibilità.

Una volta che ci si sia impratichiti dell'impiego dello strumento, si può provvedere alla realizzazione di una scala calibrata per il condensatore C3. Per prepararla, il gate dipper va impiegato come sintonizzatore AM, modulato in ampiezza. Un tratto di filo (lungo come minimo 10 metri) che può essere posizionato sia in orizzontale che in verticale servirà da antenna. Detto, sarà accoppiato con la bobina dello strumento formando una spira singola (vedi figura 7). Un termine di tale accoppiamento sarà posto a terra (per esempio collegandolo ad un tubo dell'acqua o simili), il condensatore C3 sarà quindi regolato sino a che una stazione AM conosciuta possa essere seguita in cuffia. La frequenza dell'oscillatore deve essere uguale alla portante del trasmettitore, a questo punto, ed allora sintonizzando diverse stazioni si potrà ottenere la calibrazione che serve. Volendo, le bande di frequenza più elevate, possono essere calibrate impiegando dei circuiti oscillanti dalla frequenza di risonanza nota.

La posizione del P1 laddove la ricezione risulta più forte, corrisponde alla massima sensibilità, quando s'impiega lo strumento come grid-dip meter. Per facilitare la sintonia, è raccomandabile la scelta di un condensatore variabile demoltiplicato.

6

Figura 6. Questa figura mostra come si possano avvolgere le bobine su di uno spinotto per altoparlante. Le spire devono essere allontanate per quanto possibile dai reofori metallici della spina, per evitare perdite di energia.

7

Figura 7. Impiegando il grid-dip meter come sintonizzatore AM (operante sul principio della conversione diretta), è possibile ottenere una scala di frequenze accuratamente calibrata. Come antenna, si deve impiegare un tratto di filo lungo una decina di metri.

Tabella

NO. di spine	filo in rame ⌀	bande di frequenza
230	0.1 mm	374 kHz . . . 871 kHz
110	0.1 mm	701 kHz . . . 1616 kHz
47	0.2 mm	1535 kHz . . . 4326 kHz
23	0.2 mm	2712 kHz . . . 7224 kHz
12	0.6 mm	6777 kHz . . . 21,2 MHz
5	0.6 mm	12,6 MHz . . . 45,6 MHz
2	0.6 mm	27 MHz . . . 80 MHz
1	1.0 mm	50 MHz . . . 150 MHz

lampeggiatore di potenza

Malgrado la vasta gamma di accessori a stato solido attualmente disponibile, i lampeggiatori di direzione per autoveicoli continuano ad essere nella quasi totalità elettromeccanici. A parte la loro ovvia limitata affidabilità, questi dispositivi soffrono del problema che la cadenza del lampeggio dipende dalla temperatura ambientale, dalla tensione della batteria e dal carico. Quest'ultimo fattore indica che se si vogliono collegare assieme i quattro o più indicatori, perchè lampeggino assieme come sistema di allarme contro possibili incidenti, è necessario impiegare un generatore di flash separato.
Il generatore che descriviamo non soffre di alcuno dei difetti elencati. La cadenza è praticamente priva di ogni dipendenza dalla tensione di batteria, dal carico, ed un sistema di avviso che lo impieghi è estremamente affidabile.
In più, il sistema rispetta le specifiche di legge per gli indicatori di svolta; la cadenza di ripetizione di 40-90 lampeggi al minuto rientra nella gamma prevista, ed il circuito è elaborato in modo tale da produrre l'accensione immediata delle luci quando si agisce sul relativo interruttore.
Il circuito di pilotaggio è praticamente formato da un multivibratore astabile realizzato con due gates CMOS NOR: N1 ed N2.
Le N3 ed N4, con T1, T2 e T3 amplificano i segnali del multivibratore e pilotano lo stadio d'uscita, che accende e spegne le lampade.
Quando l'interruttore è azionato, C2 si scarica rapidamente attraverso D1 e le lampade indicatrici. Il teminale 13 di N1 va allo stato alto e la sua uscita diviene bassa. Le uscite di N3 ed N4, di conseguenza passano allo stato alto, mettendo in conduzione T1, T2, T3 e producendo l'accensione degli indicatori.
L'astabile, dopo il primo azionamento, continua ad oscillare a circa 1 Hz, accendendo e spegnendo le lampade.
Se si chiude l'interruttore di allarme S1, il circuito continua a funzionare nello stesso modo, con la differenza che tutte quattro le lampade sono connesse in parallelo e lampeggiano in sincronismo.
T3, che commuta la maggioranza della corrente, deve essere montato su di un dissipatore termico. Se s'impiega una scatola metallica, per contenere il dispositivo, T3 può essere fissato su di una parete di questa, impiegando un isolatore in mica ed i passantini. La corrente nelle connessioni indicate come A e B è assai ampia (oltre 8 A), cosicchè si deve impiegare del filo molto grosso per effettuarle. Il filo che si collega al positivo generale (12 V) deve essere munito di un fusibile da 10A, altrimenti fungerà lui stesso da fusibile!

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R3,R4 = 2M2
R2 = 100 k
R5 = 4k7
R6 = 120 Ω (1 Watt)

Condensatori:
C1 = 10 μ/16 V
C2 = 1 μ/16 V (al tantalio)
C3 = 1 n
C4 = 220 n

Semiconduttori:
IC1 = 4001 (B)
T1 = BC 557, BC 177
T2 = BC 328, BC 327
T3 = FT 2955 (Fairchild) TIP 2955
D1 = 1N4148

Per ordinare i circuiti stampati
e i dischi software, utilizzate
l'apposita cartolina
inserita nella rivista.

Per ordinare i circuiti stampati
e i dischi software, utilizzate
l'apposita cartolina
inserita nella rivista.

elekdoorbell

Un campanello programmabile

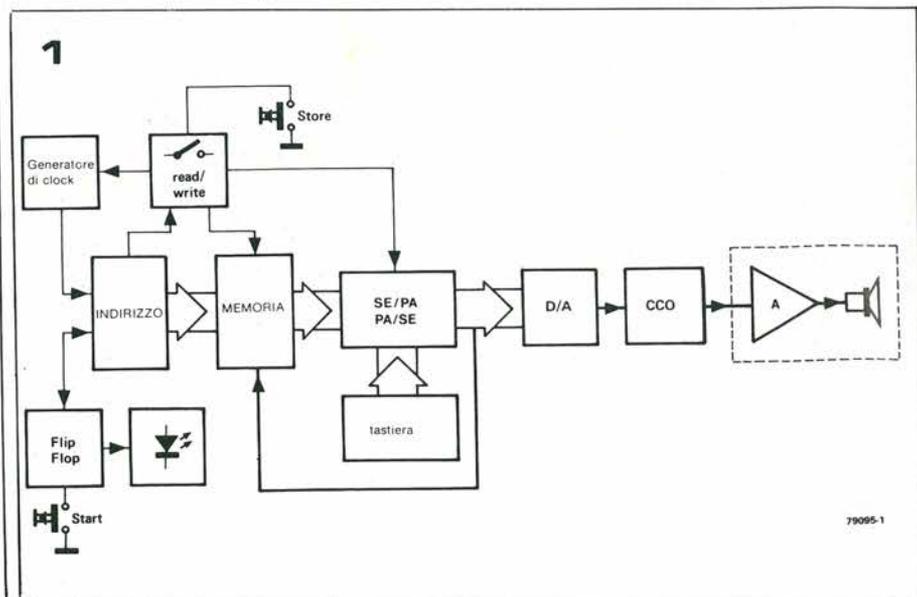
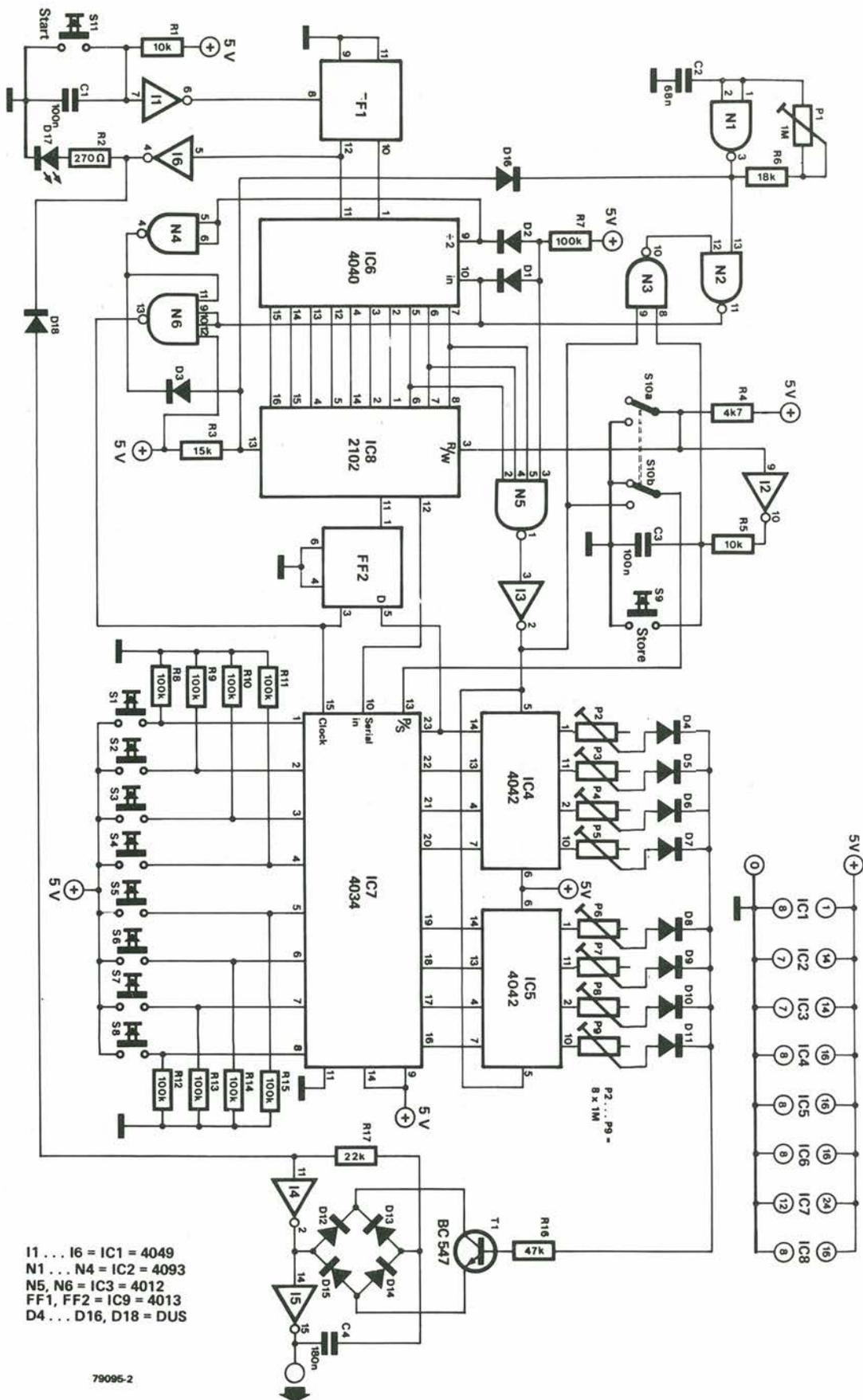
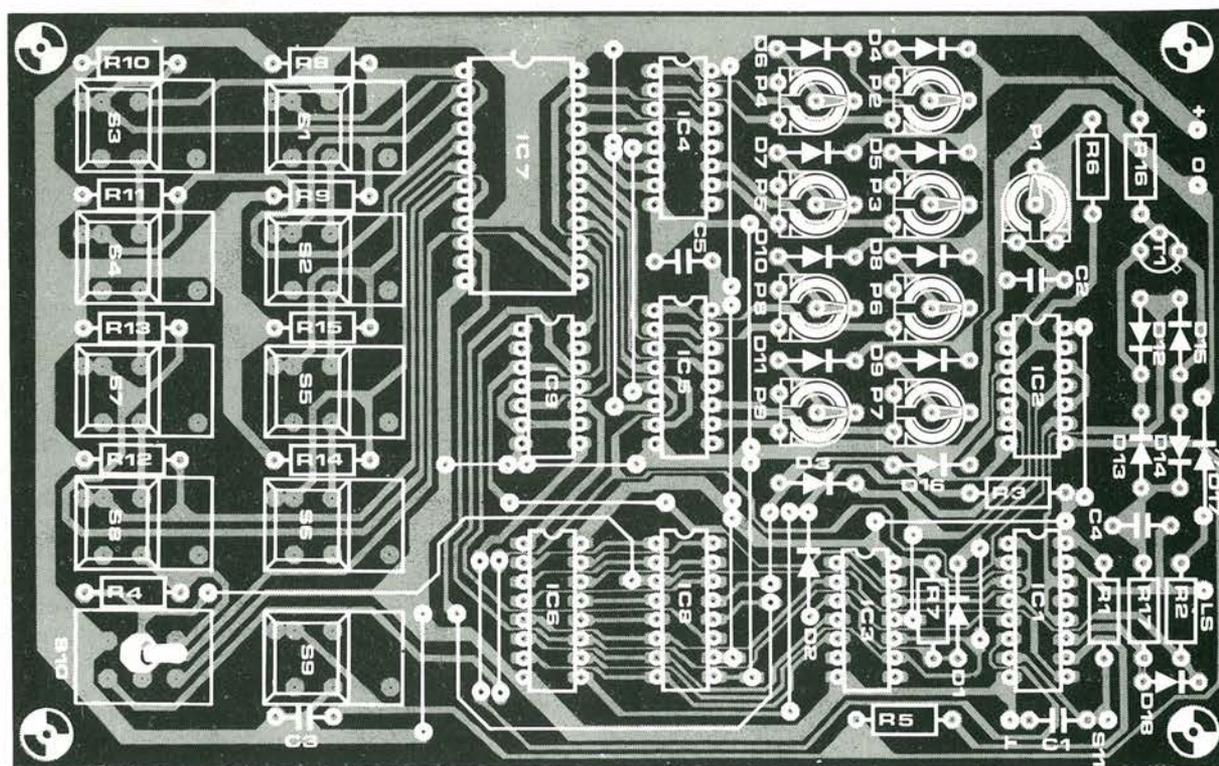
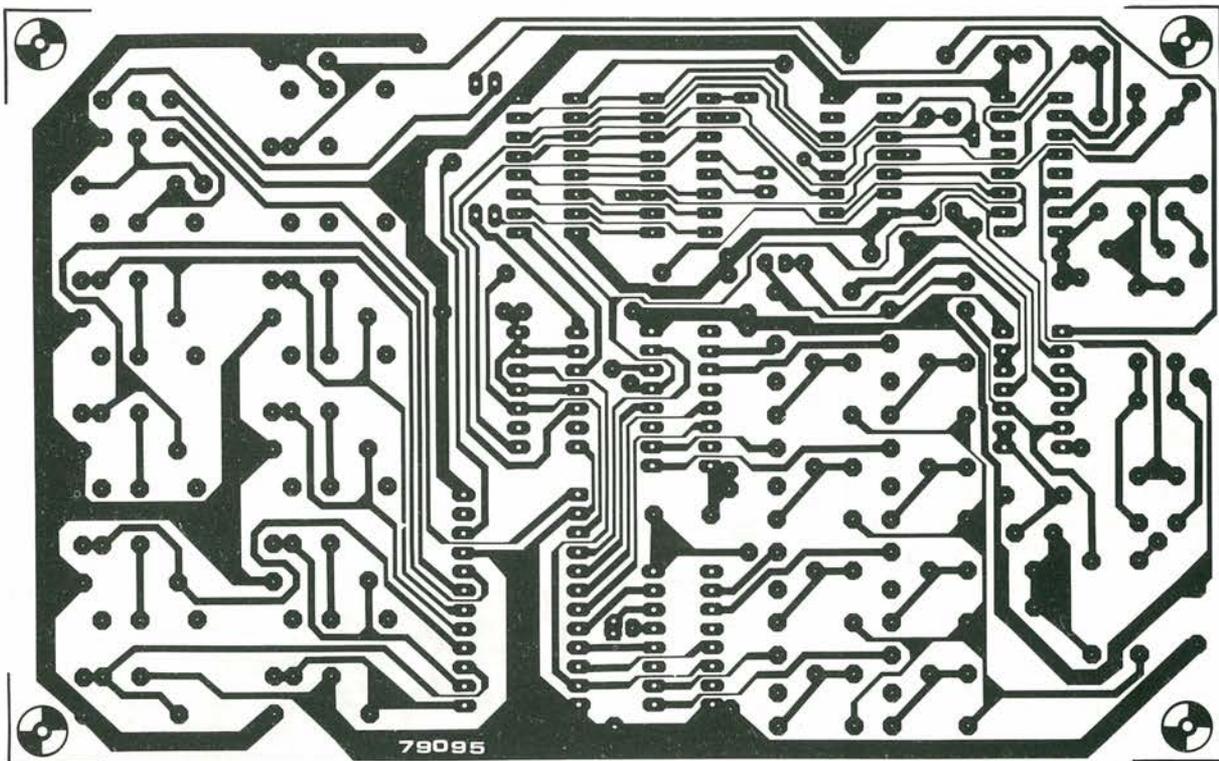
**Ormai i tempi nei quali si preferivano i semplici campanelli da porta a "ding-dong" stanno passando.
A quanto pare, moltissime casalinghe odierne sembra che preferiscano decisamente qualcosa che sia in grado di suonare la versione leggermente raccorciata dell'Ouverture 1812, o del Messia di Handel.
Sfortunatamente, la maggioranza dei campanelli programmabili da porta, e in particolare quelli che impiegano un microprocessore come elemento di controllo, sono tutt'altro che economici (un prezzo attorno alle 35.000 lire non è insolito).
Per questa ragione, abbiamo pensato che potesse essere ben gradito il progetto di un avvisatore programmabile da porta realizzabile con molto meno della spesa detta. Il risultato dei nostri tentativi - L'Elekdoorbell - è in grado di suonare pressochè qualunque motivo, con sino a 128 note una dietro l'altra. Il circuito può essere montato su di uno stampato singolo, e l'assorbimento è ridottissimo, cosicchè un trasformatore da campanelli preesistente può essere reimpiegato per l'alimentazione.**

Lo schema a blocchi dello Elekdoorbell è nella figura 1. Il cuore del circuito è una tastierina ad otto contatti, con la quale si sceglie ogni nota del brano da eseguire. Gli interruttori Read/Write (leggi-scrivi) e Store (metti in memoria) sono impiegati appunto per programmare le note nel sistema di memoria. Con l'interruttore Read/Write nella posizione "Write" (scrivi), premendo l'interruttore Store, si scrive ciascuna nota che deve essere presa in carico dalla memoria.
La lunghezza di tempo durante la quale il tasto Store rimane premuto, determina la lunghezza della nota. In via di principio, si possono memorizzare sino a 128 note, e ciascuna nota occupa 8 posti in memoria. Tenendo l'interruttore Store premuto più a lungo, si provoca una nota che occupa successivi multipli di otto posizioni in memoria. Di conseguenza, il numero di note che possono essere accumolate decresce in relazione a questo fatto.
Stabilito che un motivo sia stato correttamente posto nella memoria del sistema e che l'interruttore Read/Write sia nella posizione "Read", premendo il pulsante di arrivo (Start, normalmente posto fuori dalla porta) si ha il cambiamento di stato di un flip-flop. Questo resetta il contatore a 12 bit che serve come decodifica d'indirizzo. Il generatore di clock a questo punto agisce sulla decodifica d'indirizzo facendole esplorare le varie posizioni di memoria; i contenuti sono trasferiti ad un convertitore serie-parallelo. Le informazioni "parallele" sono portate ad un convertitore digitale-analogico, chc eroga una corrente proporzionale al valore binario dei contenuti di ciascun punto di memoria. Questa corrente, a sua volta, determina la frequenza dell'oscillatore audio.
L'ultima uscita della decodifica d'indirizzo è impiegata per resettare il flip-flop, ed in tal modo impedisce che tutto il motivo sia ripetuto. L'uscita dell'oscillatore può essere portata ad un amplificatore audio separato, preferibilmente provvisto di controllo di volume. Il flip-flop controlla anche un LED, che s'illumina quando si preme il pulsante di Start. In tal modo è possibile togliere l'audio all'avvisatore (abbassando al minimo il controllo di volume dell'amplificatore audio) pur lasciando l'indicazione, luminosa, che vi è qualcuno alla porta.
Per mettere in memoria un brano musicale, l'interruttore Read/Write va posto in Write, e si deve premere il pulsante di avvio. La nota iniziale sarà scelta per mezzo della tastiera. Se nessuno dei tasti offre il timbro desiderato, si può provare una combinazione di pul-

Figura 1. Schema a blocchi dell'Elekdoorbell.

Figura 2. Schema elettrico completo dell'Elekdoorbell. Anche se a prima vista si ha l'impressione che il tutto sia complicato, in effetti le parti impiegate sono poche, ed il costo generale è contenuto.

2
I1 . . . I6 = IC1 = 4049
N1 . . . N4 = IC2 = 4093
N5, N6 = IC3 = 4012
FF1, FF2 = IC9 = 4013
D4 . . . D16, D18 = DUS
79095-2

3

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R5 = 10 k
R2 = 270
R3 = 15 k
R4 = 4k7
R6 = 18 k
R7 . . . R15 = 100 k
R16 = 47 k
R17 = 22 k
P1 . . . P9 = 1 M

Semiconduttori:
IC1 = 11 . . . 16 = CD 4049
IC2 = N1 . . . N4 = CD 4093
IC3 = N5,N6 = CD 4012
IC4,IC5 = CD 4042
IC6 = CD 4040
IC7 = CD 4034
IC8 = 2102
IC9 = FF1,FF2 = CD 4013
D1 . . . D16,D18 = DUS
D17 = LED
T1 = BC 547B

Condensatori:
C1,C3 = 100 n
C2 = 68 n
C4 = 180 n

Varie:
S11 = pulsante in chiusura per campanelli

S10ab = deviatori
S1 . . . S9 = tasti per applicazioni digitali "digitast" (Schadow) in chiusura.

santi (il timbro prodotto da ciascun tasto può essere variato per ottenere un'accordatura esatta; si veda la descrizione della messa a punto che segue).
Una volta che si sia raggiunta la nota giusta, la si pone in memoria premendo il pulsante Store. Questo ha come effetto pratico l'avvio dell'oscillatore di clock, che a sua volta abilita la decodifica d'indirizzo. I dati che provengono dalla tastiera, e rappresentano la nota scelta, sono portati, tramite il convertitore parallelo-serie, alle locazioni di memoria, e l'indirizzo è curato dalla stessa decodifica d'indirizzo.

Il circuito completo

Lo schema completo dell'Elekdoorbell è mostrato nella figura 2.
Il generatore di clock è formato dal circuito relativo ad N1. La frequenza relativa può essere variata da approssimativamente 30 Hz ad approssimativamente 100 Hz tramite P1. Gli impulsi di clock sono portati ad un ingresso di N2, mentre l'altro ingresso di questo gate è collegato all'uscita di N3. Lo stato dell'uscita di N3 è determinato dalla posizione dell'interruttore lettura-scrittura, S10, e dall'interruttore di accumolo S9.
Quando S10 è nella posizione "scrittura" il numero degli impulsi di clock portati da N2 è limitato a 16 da N5 e I3. Quando l'uscita dell'IC6 (un contatore binario per 12) raggiunge il 16, l'uscita di N5 diviene bassa, portando al valore alto l'uscita di I3.
Per ogni nota servono otto posizioni in memoria, quindi otto indirizzi. Ciò corrisponde a 16 impulsi di clock, poiché ne servono due per ciascun indirizzo. Se il pulsante Store è premuto per un periodo più lungo (con una frequenza di clock di 30 Hz, ciò vuol dire mantener chiuso il pulsante per più di 0,5 secondi) si genera più di un ciclo di clock, e si prolunga la nota di un ammontare corrispondente.
Il segnale di clock è inviato inoltre, tramite un divisore per due, compreso nell'IC6, ad N4, mentre il segnale diretto di clock da N2 è portato a N6.
Il treno d'impulsi generato all'uscita di N6, impiegato per dare il clock ad un registro di bus ad 8-bit (IC7), è slittato nel tempo nei confronti del segnale di clock portato ad IC6.
Il treno d'impulsi, che è asimmetrico, in pratica ha metà della frequenza del clock originale (uscita di N1).
N1 controlla anche l'ingresso $\overline{CE}$ di IC8, il sistema di memoria. La memoria è abilitata da uno "0" logico che appare all'uscita di N1 e N4. Le uscite di IC6 che formano le 10 linee d'indirizzo, sono collegate agli ingressi d'indirizzo dell'IC8.
I dati sono scritti nel read out di questi indirizzi di locazione in dipendenza dello stato della linea Read/Write, che a sua volta è ovviamente determinata dallo stato di S10. I dati sono ripresi dall'IC8 tramite il pin 12 e giungono all'IC8 tramite il pin 11. Siccome ciò avviene solo se i segnali di clock sono al livello basso, i dati possono essere scritti (o letti) da un indirizzo alla volta. Ciò spiega la funzione del secondo segnale di clock derivato da N4/N6. IC8 può dare o ricevere un dato quando l'indirizzo della sua linea d'indirizzo non muta.

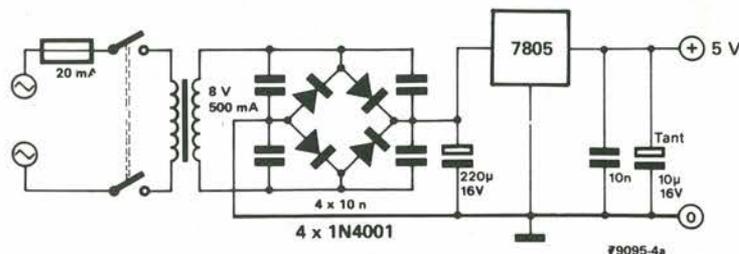
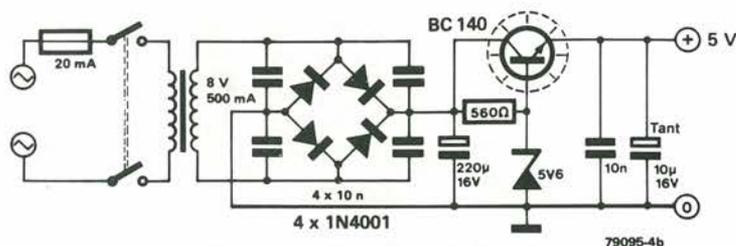



Figura 3. Circuito stampato lato rame e lato parti dell'Elekdoorbell (EPS 79095).

Figura 4. Due esempi di alimentatori adottabili.

I dati che devono essere presi dalla memoria sono portati uno dopo l'altro al terminale 10 dell'IC7. Poichè S10 è nella posizione "Read", i dati sono convertiti nella forma parallela e portati tramite i piedini da 16 a 23 a IC4 ed IC5.
Com'è stato detto prima, il segnale di clock inviato all'IC7, è metà del segnale di clock ricavato da N1. La ragione di ciò è che IC6 pretende due impulsi di clock per generare ogni nuovo indirizzo.
Siccome il segnale di clock diviso per due è anche ritardato nei confronti del primo impulso di clock "d'indirizzo", non vi sono possibilità che vi sia un ingresso indefinito, quando il primo bit del dato è letto o portato all'ingresso.
Gli IC 4 e 5, formano una memoria del tipo detto "scratch-pad" dai tecnici, nella quale si possono porre temporaneamente i dati che provengono da IC7. Le uscite di IC4 ed IC5 sono normalmente al livello basso, eccetto ovviamente l'uscita che corrisponde alla nota messa in memoria (se si sono premuti diversi tasti assieme per ottenere un suono particolare, più di un'uscita sarà al livello alto). Un "1" logico all'uscita di IC4 o IC5 produce una corrente che giunge alla base del T1 tramite il diodo corrispondente ed il relativo trimmer.
Questo transistore, con i diodi da D12 a D15, forma un oscillatore comandato in corrente, la frequenza del quale è determinata dalla corrente di base del T1. I trimmer da P2 a P9 sono regolati per erogare diversi livelli di corrente al T1, in modo da produrre una nota diversa per ciascuna uscita.
Un motivo musicale è programmato nella memoria prima portando S10 su "Write", e premendo S11 per resettare IC6. Una volta che si sia scelta la nota che si vuole, S9 è premuto per avviare l'oscillatore di clock.
Il terminale 13 dell'IC7 è portato al livello alto ogni volta che l'oscillatore di clock eroga un ciclo di 16 impulsi. I dati paralleli all'uscita di IC7 sono quindi portati in una forma consecutiva al terminale 23, trasferiti tramite FF2 all'ingresso dei dati di IC8 ed immagazzinato nelle posizioni di memoria scelte da IC6. Come abbiamo detto in precedenza, per produrre una nota più lunga, S9 deve essere tenuto chiuso per un tempo che superi quello di 16 impulsi di clock.

Realizzazione

Come si vede nella figura 3, l'intero circuito dell'Elekdoorbell, CCO incluso, può essere montato su di un pannello stampato relativamente piccolo. La tastiera è formata da un gruppo di pulsanti "Digitast" o simili. Come sempre, per il montaggio degli IC, si raccomanda l'impiego di zoccoli.
Il pulsante di Start deve essere collegato al circuito tramite un tratto di cavo a due conduttori. Se lo si desidera, si può montare un cavo a tre capi, ed il LED può essere montato vicino al pulsante, in modo tale che, colui

che attiva la suoneria, possa sapere se il suo richiamo è stato accolto e se ha azionato la suoneria, anche se non la può udire a causa della disposizione o per ragioni varie. In questo caso due dei conduttori sono impiegati per connettere allo stampato il LED ed il pulsante, mentre il terzo fungerà da ritorno di massa generale. S11 ed S9 devono essere del tipo dal contatto momentaneo; ovvero pulsanti con ritorno a molla che rimangono chiusi sino a che sono premuti.
In certi casi, è necessario effettuare sullo stampato due modifiche secondarie: il pin 11 dell'IC7 deve essere collegato al pin 12, in modo che i due giungano al negativo, ed il pin 14 deve essere collegato al pin 13 invece che al positivo generale. È da notare, che se s'impiega il tipo d'integrato esatto, specificato come CD 40 34B RCA queste modifiche non sono necessarie (il terminale 14 può esser lasciato com'è), ma se invece si usano dei semi-equivalenti (un esempio tipico i Motorola 14034 BCP) le modifiche risultano strettamente necessarie.
L'assorbimento in corrente del circuito è abbastanza limitato per poter impiegare un eventuale trasformatore da campanelli preesistente quale sorgente di tensione di rete. In alternativa, si può usare un trasformatore da 8V e 500 mA (posto che l'amplificatore sia alimentato separatamente).
La figura 4 mostra due esempi di schemi di alimentatori adottabili. I quattro condensatori di disaccoppiamento, non sono sempre e strettamente necessari, ma servono per prevenire le interferenze che possono giungere da apparecchi alimentati a rete, come frigoriferi e simili, che possono causare una camminata inutile fino alla porta.

La programmazione dell'Elekdoorbell

Una volta che il dispositivo è completo, la tastiera deve essere accordata sulla scala desiderata ed il programma sarà impostato come segue:

1. S10 sarà portato su "Write".
2. Subito dopo si premerà il pulsante di inizio, Start.
3. Si premerà S1 e si regolerà gradualmente P2 sino a ricavare un timbro musicale corrispondente alla nota più bassa della scala del motivo.
4. Si ripeteranno le procedure dette per gli interruttori da S1 a S8 ed i potenziometri da P3 a P9 sino ad ottenere la scala desiderata di note (per esempio, la scala tonale do, re, mi, fa ecc.).
5. Si ruoterà P1 completamente in senso antiorario (per la minima frequenza di clock).
6. Si suonerà il motivo che si vuole ottenere nota dopo nota, premendo S9 tra una e l'altra. Più a lungo S9 è premuto, più lunga risulta la nota.
7. Ora si porterà S10 su "Read".
8. Si premerà il tasto di avvio, Start.
9. Si controllerà se la melodia si sviluppa correttamente, e si regolerà la frequenza di clock in modo da ottenere il tempo desiderato.
10. Ci si accerti che non manchi l'alimentazione, altrimenti il motivo deve essere riprogrammato. ◄

decodificatore stereo

Sin dal suo apparire nel 1972, l'IC stereo decoder 1310, è divenuto un complemento standard dei ricevitori a modulazione di frequenza.
Questo collaudato ed affidabile IC, tuttavia, non rappresenta più la tecnologia avanzata corrente, poiché hanno fatto la loro apparizione sul mercato diversi decoder stereo nuovi. Uno di questi dispositivi aggiornati è il TCA 4500A, che oltre ad essere migliore del 1310 virtualmente sotto ogni aspetto, offre una o due caratteristiche completamente nuove, come la separazione tra i canali, regolabile di continuo.
Questo articolo descrive un circuito pratico di decodificatore stereo che incorpora il TCA 4500A, per il quale (come sempre!) si prevede un adatto circuito stampato che facilita la realizzazione. Il circuito è compatibile anche con il canale di media frequenza pubblicato in questo stesso numero, quindi, con l'aggiunta di un convertitore FM dalla qualità adatta, si hanno tutti gli "ingredienti" per realizzare un tuner FM dalle elevatissime prestazioni.

Lo schema a blocchi del circuito decodificatore è mostrato nella figura 1. Il segnale codificato in multiplex (MPX), stereo, è portato, tramite un amplificatore d'ingresso al TCA 4500A, che forma il cuore del circuito. L'IC eroga i segnali per i canali audio sinistro e destro, che sono amplificati e portati ad un filtro a due cellule che elimina le tracce residue del segnale pilota a 19 kHz e della sottoportante a 38 kHz. Anche se queste frequenze non risultano audibili, possono sempre dare delle distorsioni da intermodulazione nell'amplificatore, o ancor peggio, quando si lavora in unione ad un registratore, la sottoportante a 38 kHz può realizzare un battimento con l'oscillatore di polarizzazione, producendo una incisione sgradevolissima. Il filtro per la frequenza pilota, è seguito da un amplificatore-separatore a bassa impedenza, che assicura che i segnali audio siano di livello più che accettabile.

Il TCA 4500A

Lo schema a blocchi interno del TCA 4500A è mostrato nella figura 2. Il segnale multiplex stereo è prima amplificato, quindi applicato ad un rivelatore ad allacciamento di fase regolato per 19 kHz (1) che controlla la frequenza del VCO.
Il rivelatore è essenzialmente un comparatore di fase, la cui tensione d'uscita è zero se lo slittamento di fase tra la frequenza pilota trasmessa ed il segnale generato internamente a 19 kHz è di 90°. In tutti gli altri casi il discriminatore eroga una uscita nella quale la componente CC è filtrata dal passabasso ed impiegata per controllare la frequenza del VCO in modo tale che la differenza di fase tenda a 90°.
La frequenza del VCO è in effetti agganciata alla dodicesima armonica del segnale pilota,

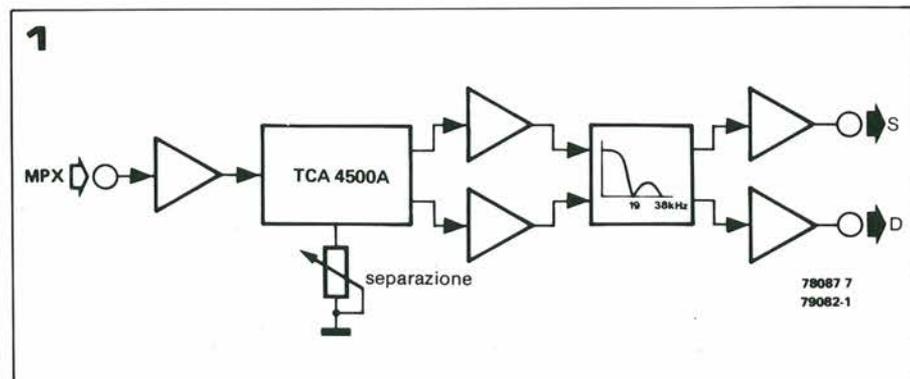
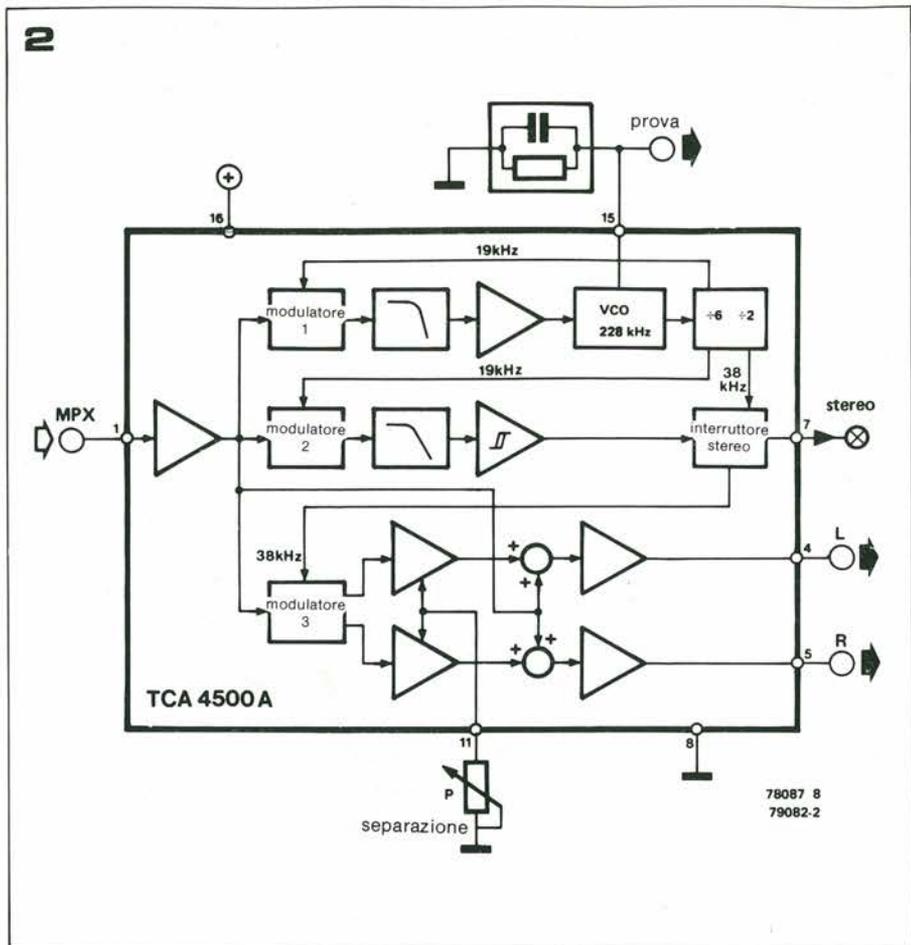



Figura 1. Schema a blocchi del decodificatore stereo.

Figura 2. Schema a blocchi interno del decodificatore stereo IC TCA 4500A.

Figura 3. La frequenza pilota a 19 kHz e la sottoportante rigenerata a 38 kHz, non sono, come nella norma usuale, a forma d'onda quadra, simmetrica, ma formano una rampa a "due passi", come si vede. Il vantaggio di quest'altro tipo di forma d'onda, è che contiene una proporzione di armoniche relativamente bassa.

come dire 228 kHz. La frequenza d'uscita del VCO è divisa per 6 ad ottenere la sottoportante a 38 kHz (che è soppressa nel trasmettitore).

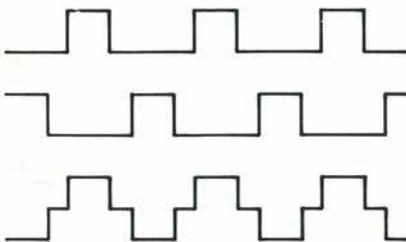
Questa è necessaria per demodulare le informazioni audio originali. La susseguente divisione di frequenza per due dà il segnale PLL a 19 kHz che serve per il rivelatore (1) ed un secondo segnale a 19 kHz che deve essere portato al rivelatore della frequenza pilota (2). L'ultimo detto, determina la presenza o l'assenza del segnale pilota nel segnale stereo multiplex (MPX). Il segnale a 19 kHz non è, come d'uso, un'onda quadra simmetrica, ma piuttosto una rampa a "due scalini", che rappresenta un'approssimazione di sinusoide (vedi la figura 3). Il vantaggio dato da questo tipo di forma d'onda, è che comprende un minor numero di armoniche. Se il segnale a 19 kHz è presente nel segnale MPX, l'uscita del detector 2 eroga una tensione di pilotaggio per il trigger di Schmitt che controlla l'interruttore stereo e l'indicatore luminoso che indica la funzione stereo. L'interruttore quindi porta la sottoportante

Tabella 1. Specifiche principali del TCA 4500 A.

Valori massimi:

tensione di lavoro	16 V
dissipazione	1.8 W
tensione dell'indicatore luminoso	30 V
Corrente dell'indicatore luminoso	100 mA

Caratteristiche (U_b = 12 V, T_{amb} = 25° C)

	min.	tip.	max	unità
separazione tra i canali (senza tarature)	30			dB
separaz. tra i canali (a taratura effettuata)	40			dB
guadagno in tensione mono	0.8	1	1.2	
distorsione armonica totale				
tensione d'ingresso 2,5 Vpp			0.3	%
tensione d'ingresso 1,5 Vpp		0.2		%
rapporto segnale/rumore		85		dB
uscita 19 Hz		−31		dB
uscita 38 Hz		−50		dB
uscita a 76 Hz		−45		dB
uscita a 114 Hz		−50		dB
uscita a 152 Hz		−50		dB
interruttore automatico mono/stereo				
livello	12	16	20	mV
isteresi		6		dB
transistori sulla linea di alimentazione				
on/off		5	20	mV
differenze nei canali				
intensità in mono			0.3	dB
reiezione al ronzio dell'alimentazione				
tensione		50		dB
impedenza d'ingresso		50		kΩ
impedenza d'uscita		100		Ω

rigenerata al rivelatore 3, che demodula i segnali audio per i canali sinistro e destro. Questi sono preamplificati prima di essere sommati con il segnale MPX d'ingresso. Il rapporto di somma è determinato dalla posizione del potenziometro P, che quindi determina la separazione tra i canali, del risultante segnale stereo. Infine, ambedue i canali, destro e sinistro, sono preamplificati per ottenere una bassa impedenza d'uscita (100Ω).
Le principali specifiche del TCA 4500A sono riportate nella tavola 1.

Il circuito completo

Il circuito elettrico completo del decoder stereo appare nella figura 4.
Il segnale stereo MPX è amplificato prima di tutto dal T1, e tramite il condensatore C3 è inviato all'ingresso dell'IC (pin 1). La frequenza di lavoro del VCO, è determinata da R5, R6, P2 e C10.
Il segnale del VCO a 228 kHz è disponibile ad un terminale esterno (pin 15) per misure ed allineamenti. L'interruttore manuale mono-stereo è connesso al terminale 9 dell'IC, e l'indicatore LED del funzionamento in stereo è connesso al terminale 7 tramite R8. Quando il decoder è commutato per il lavoro in "mono", l'oscillatore è bloccato. Ciò elimina la possibilità che avvengano interferenze dovute al segnale dell'oscillatore nel caso che il decoder sia impiegato in un ricevitore che funzioni nelle bande sia FM che AM.
La separazione dei canali nel decoder è determinata dal potenziale presente al terminale 11 (punto B). La relazione tra la separazione dei canali ed il voltaggio in queso punto, appare nella figura 5. La tensione può essere variata in una gamma che varia approssimativamente tra 0,5V e 2V tramite il potenziometro P4. Il vantaggio dato dalla separazione continua dei canali, è che in tal modo diviene possibile ottenere un compromesso audio. Ove vi sia un'emissione molto debole, o un segnale stereo disturbato, si può ridurre la spaziatura tra i canali sino al punto in cui si ottiene la ricezione relativamente libera dai rumori.
I componenti del filtro passabasso che eroga la tensione di controllo CC per il VCO sono collegati tra i terminali 13 e 14.
Il filtro passabasso per il secondo rivelatore è assai più semplice e necessita di un solo componente esterno, cioè C6.
Il sistema di deenfasi per il canale di sinistra e di destra è formato da C8/R12 e da C9/R11, rispettivamente.
T2 e T3 sono amplificatori che servono anche da separatori, e danno un guadagno di 6 dB.
Il filtro della frequenza pilota, è un Toko modello BLR 3107N, che contiene due identici ma separati sistemi LC per la reiezione della frequenza pilota a 19 kHz, e per la sottoportante a 38 kHz. Il responso del filtro è mostrato nella figura 6.
Questo filtro è già regolato in fabbrica e non richiede alcuna taratura aggiuntiva.
Per finire, ogni canale è provvisto di amplificatore-separatore d'uscita in forma di amplificatore operazionale JFET (IC2 ed IC3).

Il circuito stampato

La collocazione dei componenti e le piste del circuito stampato, per il decodificatore, si vedono nella figura 7. La realizzazione non comporta alcun problema particolare, l'unico punto da tener d'occhio è la lunghezza dei fili per la connessione dell'interruttore mono-stereo.
Siccome la capacità tra il terminale 9 dell'IC e la massa non deve superare i 100 pF, la filatura deve essere mantenuta la più breve che sia possibile. Ovviamente, S1 può anche essere omesso, se lo si desidera, sebbene particolarmente nelle aeree laddove l'ascolto è

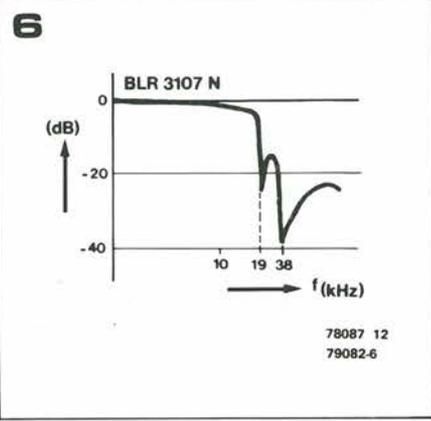
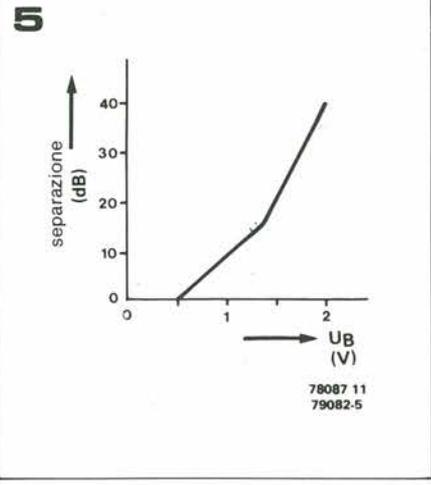
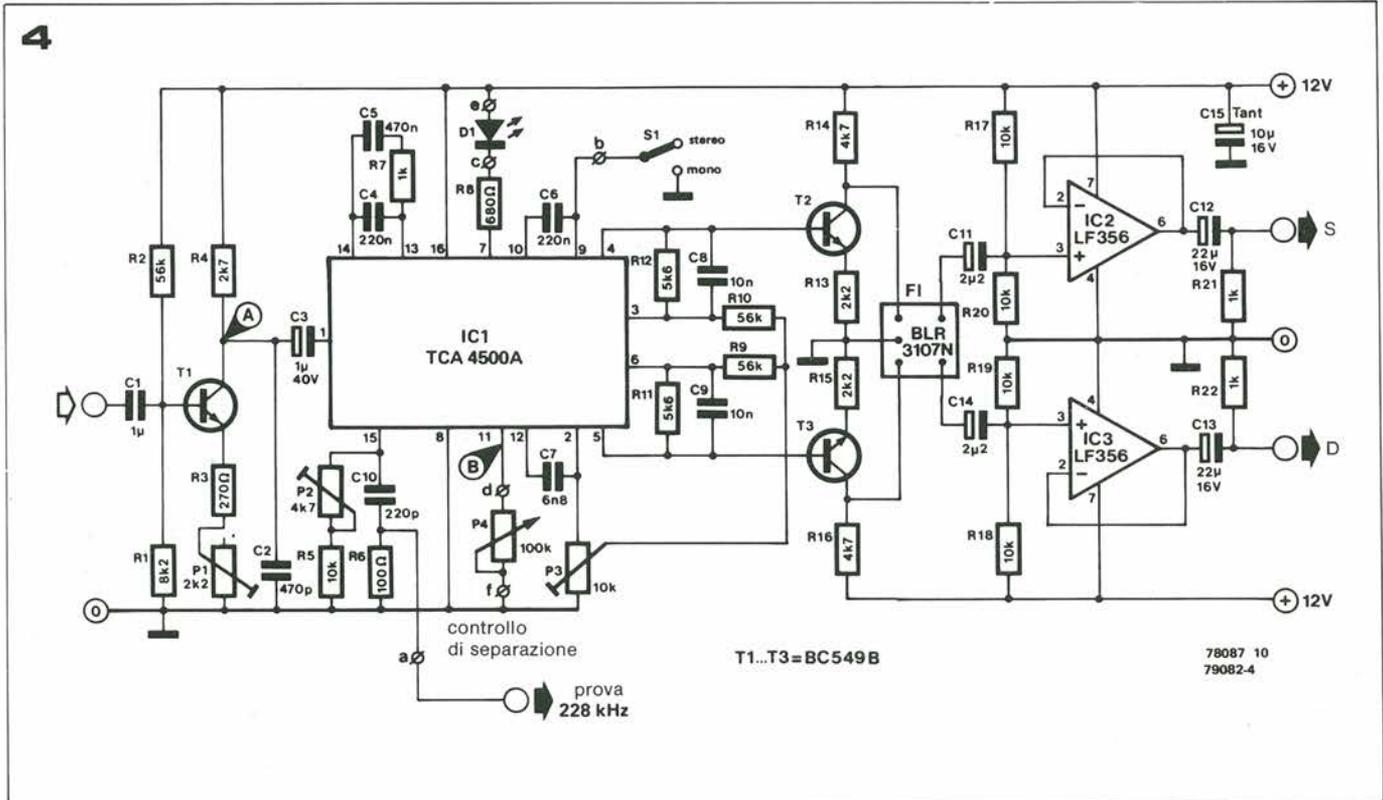
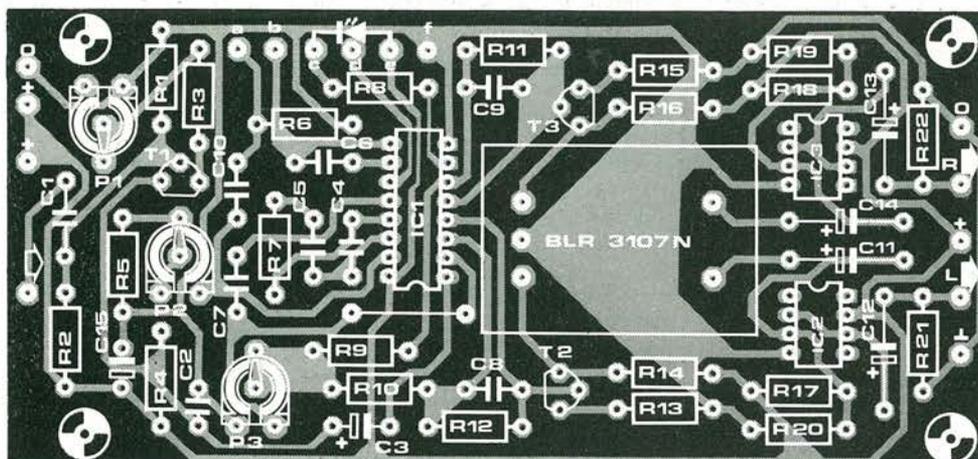
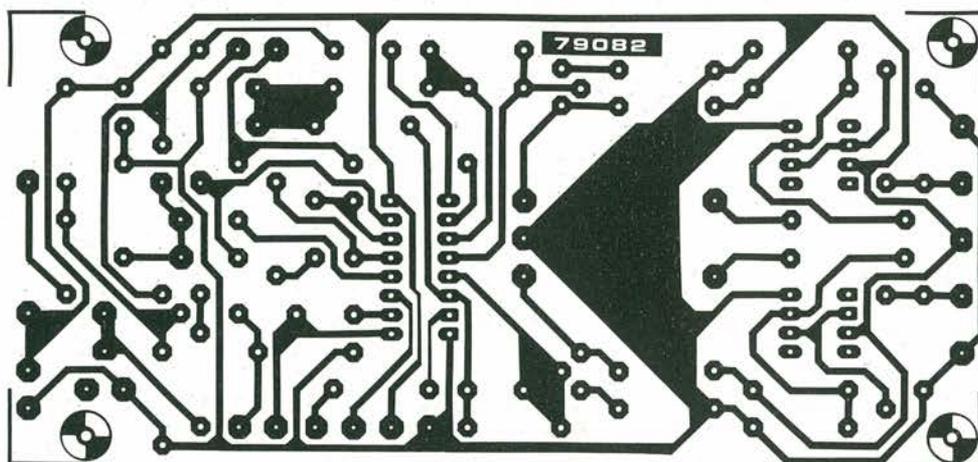



Figura 4. Schema elettrico completo del decodificatore stereo.

Elenco componenti:

Resistenze:
R1 = 8k2
R2,R9,R10 = 56 k
R3 = 270 Ω
R4 = 2k7
R5 = 10 k
R6 = 100 Ω
R7,R21,R22 = 1 k
R8 = 680 Ω
R11,R12 = 5k6
R13,R15 = 2k2
R14,R16 = 4k7
R17 . . . R20 = 10 k

P1 = trimmer 2k2 (2k5)
P2 = trimmer 4k7 (5 k)
P3 = trimmer 10 k
P4 = potenziometro lineare 100 k

Condensatori:
C1 = 1 μ
C2 = 470 p
C3 = 1μ/40 V
C4,C6 = 220 n
C5 = 470 n
C7 = 6n8
C8,C9 = 10 n
C10 = 220 p
C11,C14 = 2μ2/25 V
C12,C13 = 22μ/16 V
C15 = 10 μ/16 V (tantalio)

Semiconduttori:
T1. . . T3 = BC 109B, BC 549B o equiv.
D1 = LED
IC1 = TCA 4500A (Motorola)
IC2,IC3 = LF 356

Varie:
F1 = BLR 3107N (Toko)
S1 = SP interruttore unipolare

Circuito stampato EPS 79082

Figura 5. Relazione tra la separazione dei canali e la tensione CC, UB, al punto B (terminale 11 del TCA 4500 A).

Figura 6. Responso in frequenza del doppio filtro BLR 3107N.

Figura 7. Circuito stampato visto dal lato rame e dal lato parti del decodificatore stereo (EPS 79082).

difficile, sia utile poter commutare per la ricezione monofonica ad ottenere un ascolto meno viziato dai rumori.
È anche possibile omettere P4, in questo caso, la spaziatura tra i canali rimarrà permanentemente al valore massimo.

Allineamento

1. Prima di tutto, il guadagno del T1 deve essere portato al massimo regolando P1 per la resistenza zero.
2. Assumendo che gli stadi di media frequenza del tuner siano già stati portati ad un buon allineamento, ci si sintonizzerà su di una stazione stereo e si regolerà P2 sino a che il diodo che indica l'emissione stereo (D1) s'illumini. In genere dicendo, il diodo deve rimanere illuminato in una gamma di aggiustamento del P2 abbastanza ampia. Con P2 portato a metà della regolazione, si ridurrà il guadagno del T1 tramite l'incremento leggero della resistenza del P1, e si aggiusterà di nuovo P2 sino a che si è al centro della gamma nella quale D1 rimane illuminato.
3. Il passo appena detto, sarà ripetuto diverse volte, incrementando gradualmente la resistenza del P1. La gamma di regolazione del P2, nella quale il diodo rimane acceso può aumentare leggermente o può sparire del tutto. Quando P1 non può più essere regolato, la sua resistenza è ridotta al punto nel quale la tensione alternata del punto A non è più grande di 2,5 Vpp. Nel caso di una normale trasmissione stereo FM, il valore medio in questo punto deve essere all'incirca di 1 Vpp, come dire 350 mV RMS.
Se non si dispone di un millivoltmetro funzionante in alternata, rimane possibile determinare la presenza di segnali eccessivamente ampi in questo punto, tramite l'aumento nella distorsione dei segnali audio. Ove si sia in dubbio, P1 deve semplicemente essere lasciato nella posizione intermedia.

Logicamente, se si dispone di un frequenzimetro, P2 può essere regolato direttamente con l'aiuto dell'uscita di prova (P2 va semplicemente regolato sino a poter leggere 228 kHz mentre il ricevitore non è sintonizzato su di una trasmissione).

La separazione tra i canali può essere ottimizzata con l'aiuto del potenziometro P3. La regolazione è da effettuarsi mentre P4 è regolato per la massima resistenza. La regolazione del P3 incide sulla modulazione incrociata dal canale destro al sinistro e dal sinistro al destro; la posizione ottima rappresenta una situazione di compromesso, nella quale la modulazione incrociata è uguale in ambedue le direzioni. Per questo aggiustamento possono essere molto utili le emissioni stereo R.A.I. ◼

l'estensione delle pagine nell'elekterminal

Con l'aiuto del pannello di espansione qui descritto, la capacità di memoria dell'Elekterminal può essere aumentata a quattro pagine (ciascuna da 16 linee per 64 caratteri).
L'interconnessione di due pannelli non è problema, visto che la si esegue con facilità per mezzo di opportuni connettori.

Una capacità di memoria di 16 linee per pagina, talvolta è in pratica un po' restrittiva. Anche un semplice programma in BASIC in genere richiede qualche linea in più.
Per questa ragione, una espansione della memoria video è alquanto desiderabile.
Per incrementare il numero di pagine nella memoria del VDU, prima di tutto è necessario provvedere ad un circuito di controllo che sceglie la pagina giusta, tenendo presente che le sedici linee mostrate sullo schermo possono essere composte da sezioni delle due successive pagine. A questo scopo, si deve mettere in opera un *contatore di pagine*, che seleziona la pagina desiderata abilitando la giusta memoria IC.
Il principio generale è illustrato nello schema a blocchi di figura 1. Le pagine 1, 2 e 3 sono disposte nel pannello aggiuntivo, mentre la pagina Ø è compresa nel pannello dell'Elekterminal. Il contatore di pagine è a sua volta controllato dal CRTC dell'Elekterminal e dai tasti "up" e "down" della tastiera ASCII.
Per essere in grado di manipolare diverse pagine di memoria soddisfacente, si devono prevedere le seguenti funzioni:
- il contatore delle pagine deve essere in grado di contare "su e giù" (up e down).
- le memorie devono "interallacciarsi", come dire quando si raggiunge il termine dell'ultima pagina, sullo schermo deve subito apparire la successiva.
- di converso, quando "si va all'indietro" la pagina precedente deve seguire la prima.
- deve essere possibile riprodurre dei settori di due successive pagine sullo schermo.

Le possibilità dette possono essere indicate nel loro complesso rappresentando la memoria come una sorta di tamburo, nel quale le quattro pagine rappresentano la superficie esterna.
Il tamburo deve poter ruotare in ambedue le direzioni e ciascuna delle 16 linee successive deve poter apparire sullo schermo.

Il contatore delle pagine

Il modo di lavoro del contatore delle pagine può essere spiegato con riferimento al CRTC del circuito dell'Elekterminal.
Il detto comprende un comparatore di fine-pagina che eroga due segnali, RP ed RS. L'uscita RS è impiegata per indicare la transizione sullo schermo da una pagina all'altra. Se vi è una pagina completa sullo schermo, l'uscita RS è allo stato logico elevato. Se tuttavia vi sono sullo schermo brani di due pagine, la pagina nella parte di sotto dello schermo è da ritenersi la "pagina reale". Durante questa porzione della pagina, l'uscita RS è allo stato alto, mentre durante la porzione della pagina precedente è allo stato basso.
Per esempio, se le linee da 7 a 12 della pagina 2, e le linee da 1 a 6 della pagina 3 sono contemporaneamente sullo schermo, l'uscita RS rimane allo stato logico basso per le prime 10 linee, ed a quello alto per le rimanenti 6 linee.
L'uscita RP eroga un impulso "0" quando il limite basso della pagina, al fondo dello schermo è superato. Questo impulso è unicamente generato se si preme il pulsante LF (line feed) oppure quello ESC (escape), con il risultato che si passa alla pagina successiva.

I segnali RS ed RP sono impiegati per controllare il contatore di pagine.

Il circuito

Come si vede nella figura 2, il circuito del contatore di pagine è piuttosto semplice; consiste di un contatore "alto-basso" (IC1) di un addizionatore a 4 bit (IC2), e di una decodifica da due a quattro linee (IC3). Le tre pagine di memoria addizionali sono formate da 18 RAM del tipo 2102A4 (figura 3).
In alternativa, per questo impiego è possibile impiegare delle memorie a bassa potenza (del tipo 2102AL4), che comportano un risparmio di circa il 30% nella corrente assorbita.
Il pannello aggiuntivo comprende anche un circuito "anti rimbalzo" (anti-bounce) realizzato con i gate da N3 ad N6 per spostare in alto ed in basso la pagina tramite la tastiera ASCII, che non era impiegato sin'ora nel progetto originale. Il suo scopo è mettere in grado l'utilizzatore di "far scorrere" una pagina di memoria completa a comando, come dire far "srotolare" le 16 linee in alto o in basso, senza tener conto del fatto che si tratti di una pagina unica o di un testo formato da settori di due pagine successive.
Quando l'uscita RP del CRTC diviene bassa, o si preme il tasto page-up, il contatore alto-basso è incrementato di 1; premendo il tasto page-down, il contatore è decrementato di 1. L'addizionatore determina quindi la somma binaria dei contenuti del contatore e del segnale RS. In relazione al risultato, il decodificatore porta la corrispondente uscita al livello basso, ed in tal modo abilita il giusto IC di memoria.
Quando sullo schermo appare la pagina completa, l'uscita RS è elevata, con il risultato che il numero della pagina è incrementato di un'unità.
Il sistema di numerazione della pagina, riconosciuto dal contatore delle pagine è mostrato nello schema a blocchi di figura 1. Come abbiamo detto in precedenza, la pagina 0 è situata nel pannello dell'Elekterminal. Se vi sono due parti di pagine sullo schermo, l'uscita RS sarà bassa per la prima pagina, ed alta per la seconda, cosicchè il contatore "cambierà pagina" al punto giusto.
Per la descrizione del modo di lavoro della memoria delle pagine, il lettore di può riferire direttamente all'articolo sull'Elekterminal.

Il circuito stampato

Il circuito stampato per l'estensione delle pagine di memoria (vedi la figura 4) è provvisto di due connettori per facilitare l'interconnessione con i terminali. Il connettore a 26 poli, deve essere saldato alla parte interna del pannello di estensione, in modo da adattarsi con lo zoccolo connettore del sistema di terminali. Un certo numero di connessioni, tuttavia, non sono effettuate tramite questo connettore.
Tali, sono quelle da B0 a B4, B6 e le connessioni per i tasti page-up e page-down. Vi è la previsione per un connettore ad otto poli, i terminali del quale, sono collegati ai pin corrispondenti del *secondo* connettore nel pannello dei terminali. Questo connettore non è essenziale; è ugualmente possibile effettuare

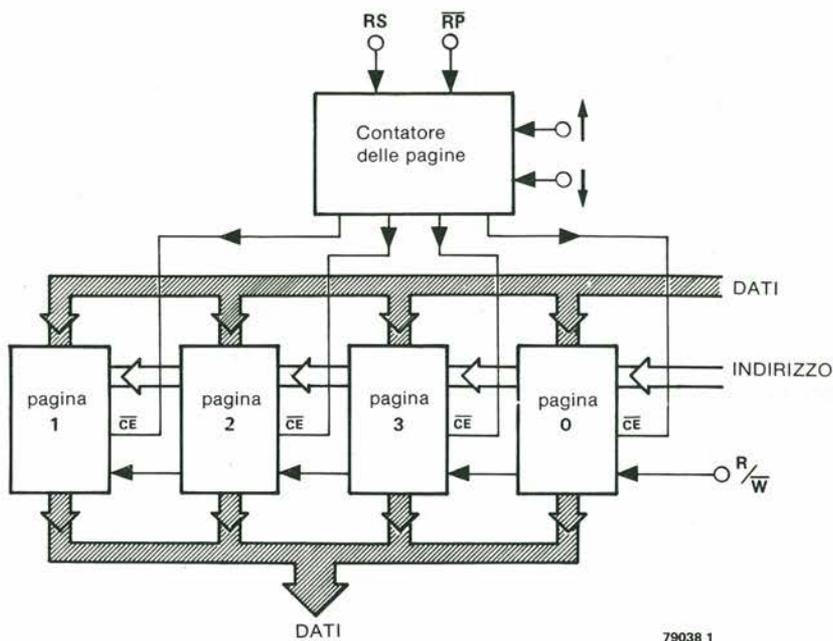



Figura 1. Schema a blocchi del sistema di estensione delle pagine memoria. La pagina Ø è compresa nel pannello dell'Elekterminal.

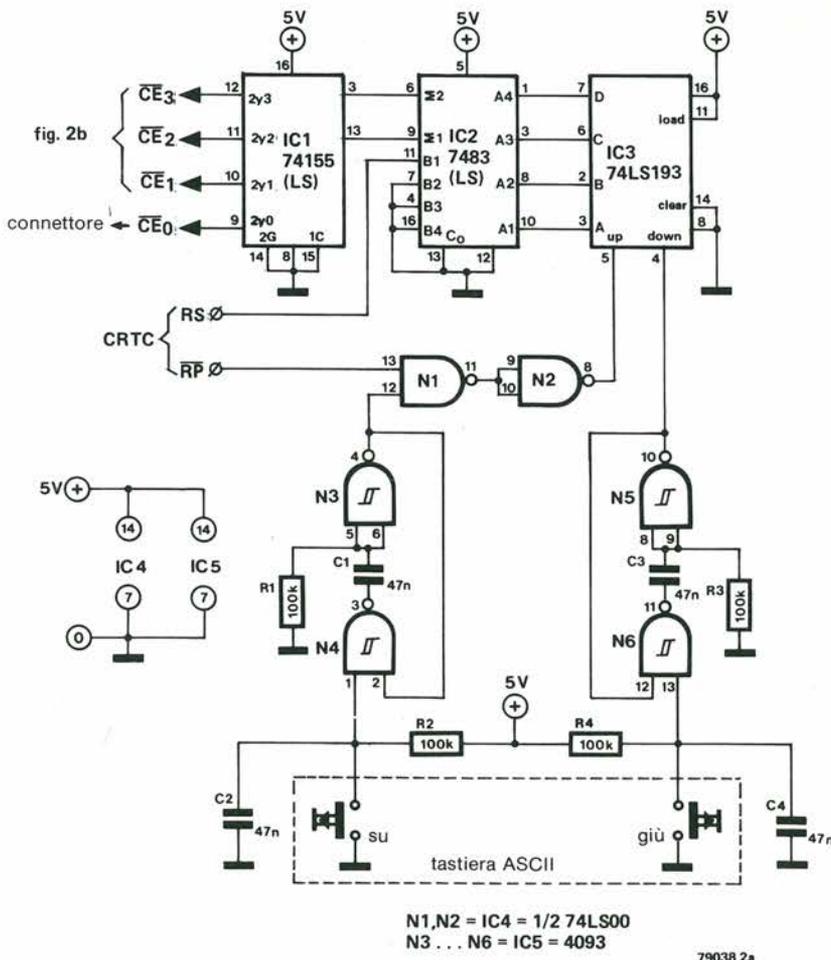



Figura 2. Schema elettrico del contatore delle pagine e della logica anti-rimbalzo. La numerazione d'ingresso e di uscita corrisponde a quella impiegata nel pannello dell'Elekterminal.

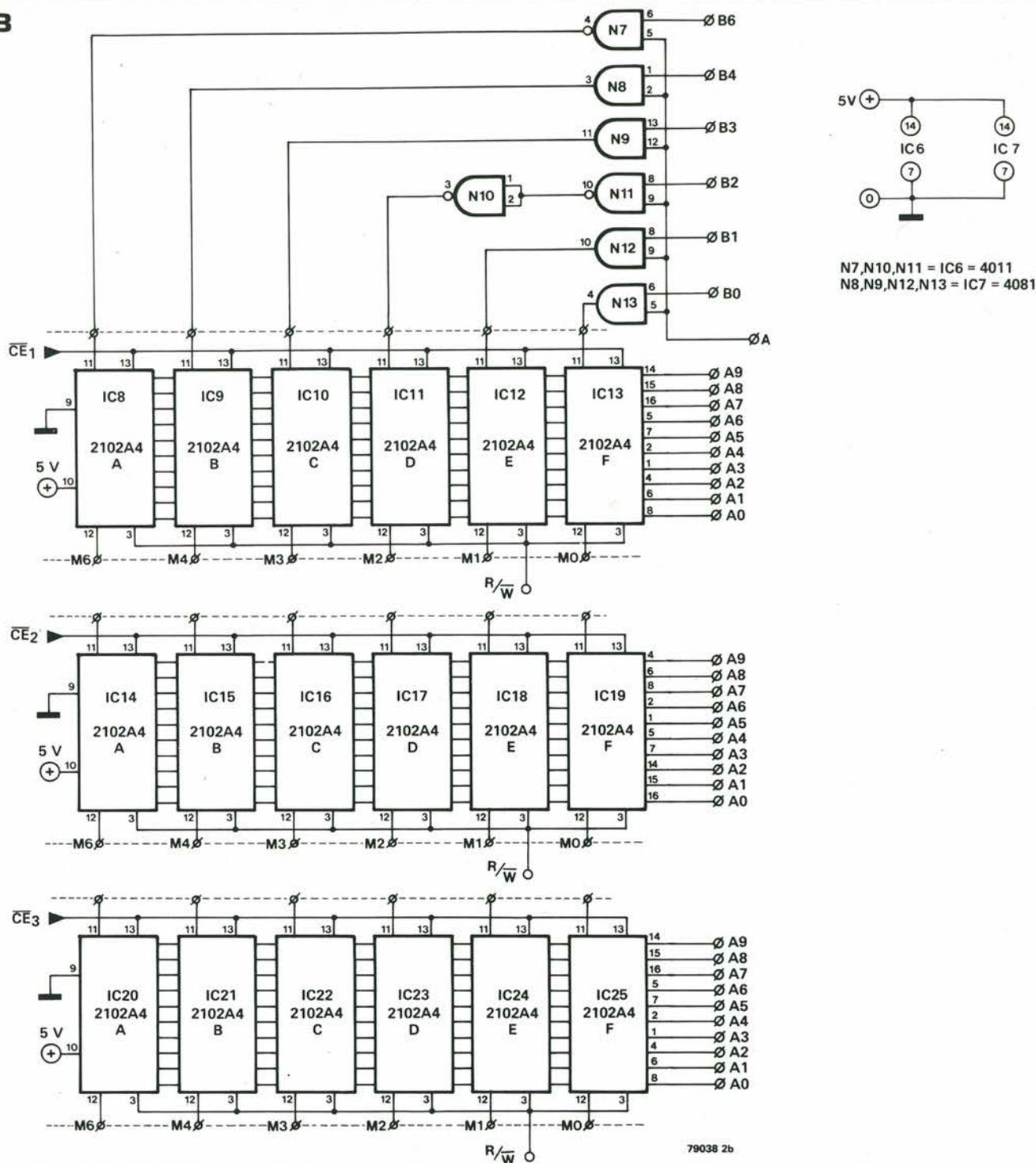



Figura 3. Circuito dell'espansione di memoria.

queste connessioni semplicemente impiegando un cavo piatto.
Per le connessioni ai tasti page-up e page-down, vi sono due possibilità: ambedue i contatti dei tasti possono essere uniti direttamente al pannello di estensione, o in alternativa i due possono essere collegati al medesimo. Se si preferisce il collegamento, l'adattamento è semplice. È necessaria una piccola modifica prima che l'espansione di memoria sia completa; ovvero si deve asportare il ponticello in filo tra $\overline{CE}$ di IC3 e la massa (vedi la figura 5).

Analisi del testo

Una volta che la memoria è provvista di una pagina in più, l'analisi del testo riga per riga può essere condotta normalmente tramite il tasto ESC. Se s'impiega il tasto LF il testo scorre, ma la linea seguente è cancellata, come dire che la linea appare vacante mentre il contenuto della linea è anche cancellato dalla memoria della pagina.
Come si è detto in precedenza, impiegando i tasti page-up e page-down, il testo può essere slittato in ambedue le direzioni, con una pagina alla volta. Quando si è raggiunta la fine della pagina di memoria (64 linee), il contatore delle pagine inizia la lettura della prima pagina.

L'alimentatore

Se s'impiegano le memorie normali, l'assorbimento del circuito supplettivo, é grossomodo 600 mA. Impiegando le memorie a bassa potenza, il parametro può essere ridotto a circa 400 mA. In certi casi può essere necessario elaborare il sistema d'alimentazione dell'Elekterminal.
Per ogni altra notizia, il lettore può riferirsi all'articolo sull'alimentatore SC/MP pubblicato su Elektor dicembre 1979.

4

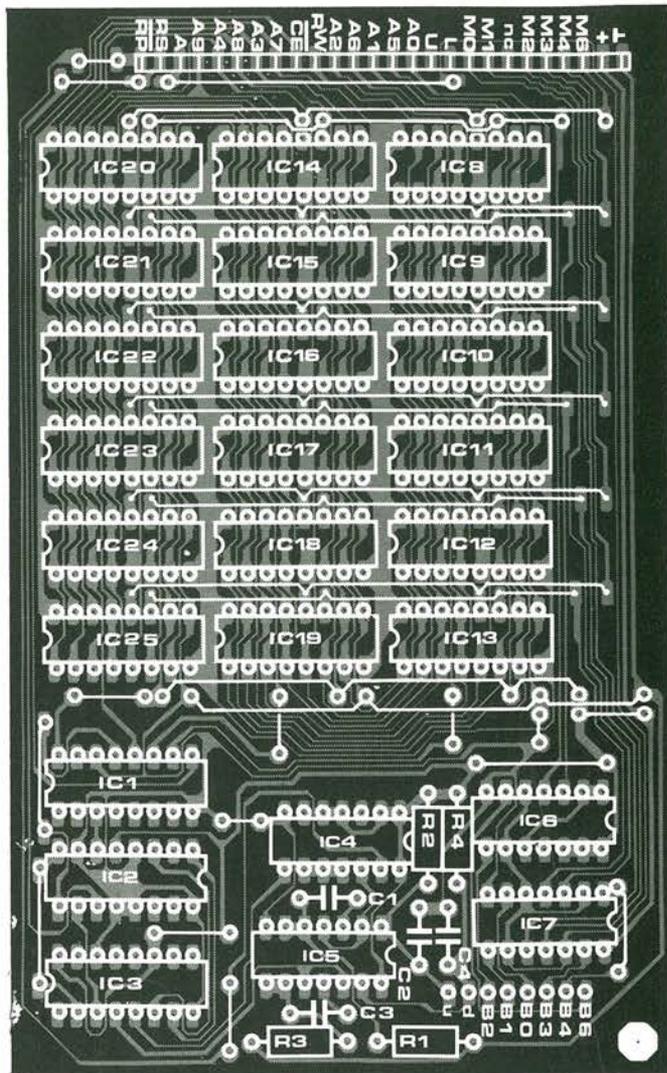
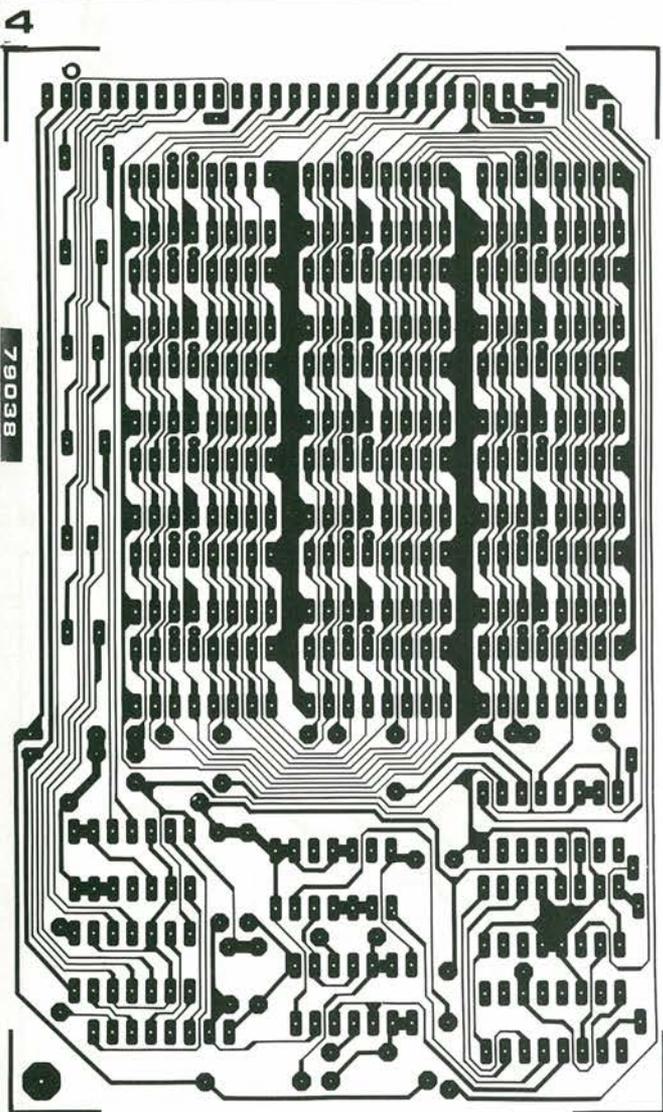



Figura 4. Circuito stampato lato rame e lato parti del pannello espansore di memoria.

Elenco componenti

Resistenze:
R1 . . . R4 = 100 k

Condensatori:
C1 . . . C4 = 47 n

Semiconduttori:
IC1 = 74LS155*
IC2 = 74LS83*
IC3 = 74LS193
IC4 = 74LS00
IC5 = 4093
IC6 = 4011
IC7 = 4081
IC8 . . . IC25 = 2102-1, 2102A4, 2102AL4

Varie:**
connettore maschio montato nella superficie sottostante del circuito stampato. ITT-Cannon modello G09A45C4DBAA.
1 × 26 poli (se s'impiega il nastro piatto, vale il modello G09A45C4D-CAA).

* Sebbene siano preferibili i modelli Schotty a bassa potenza, si possono impiegare degli IC TTL convenzionali.

** È da notare che l'impiego dei connettori non è essenziale.

5

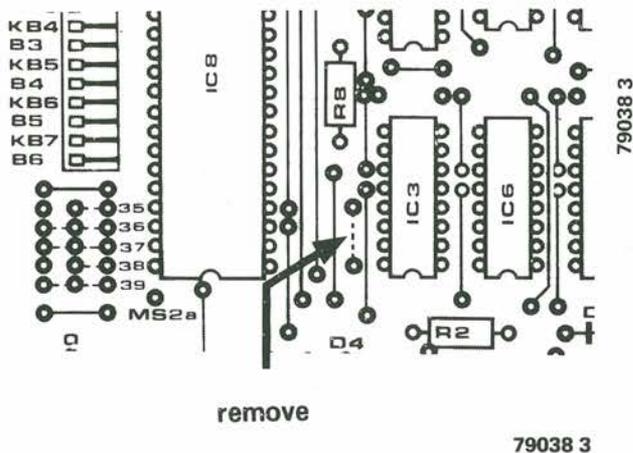
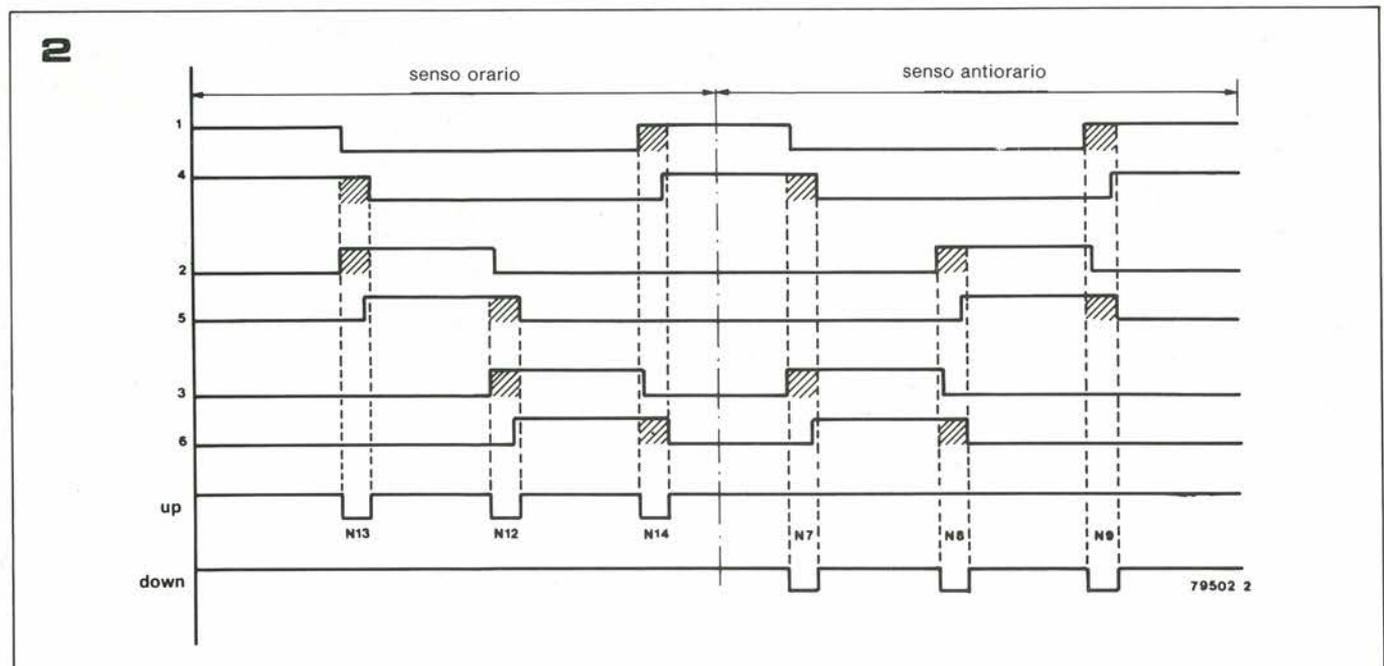
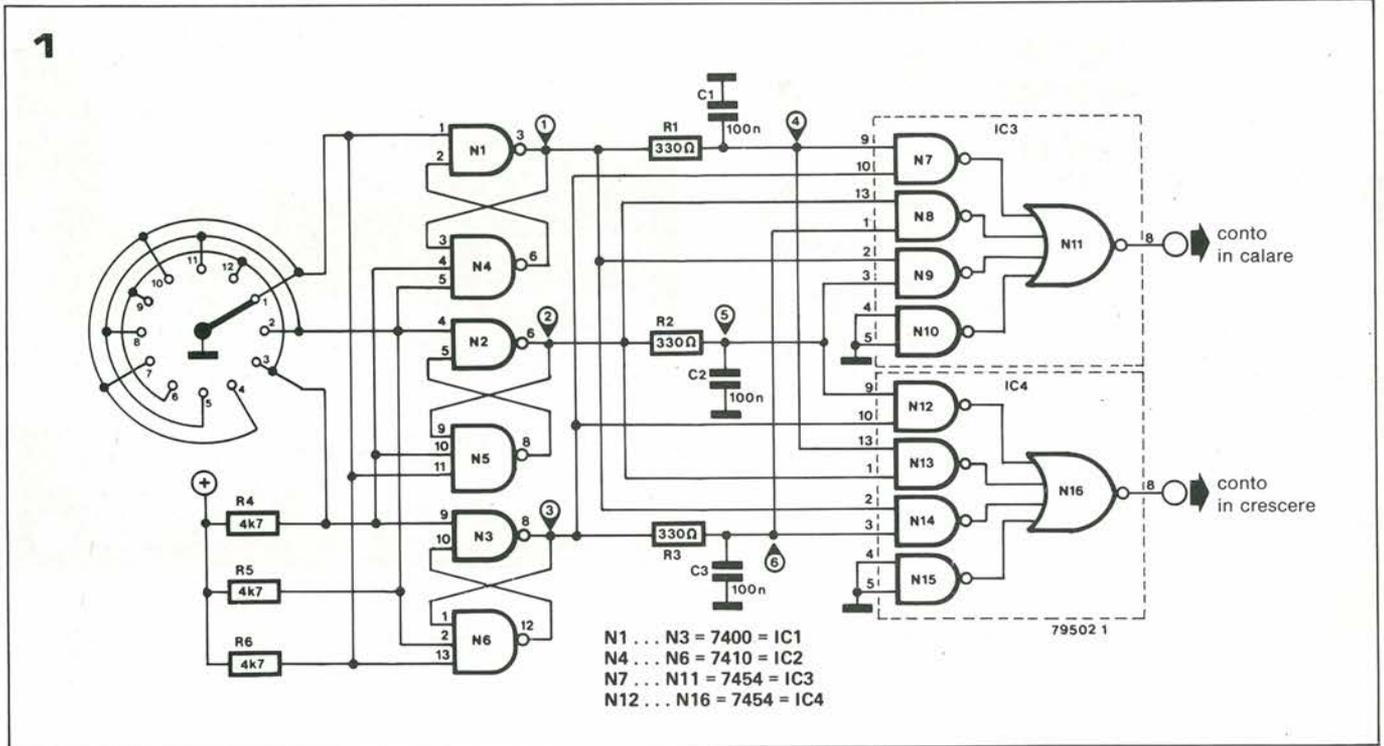



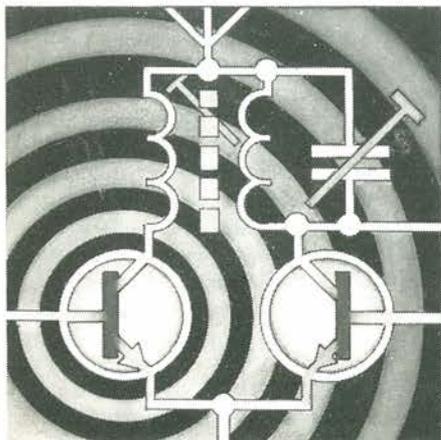
Figura 5. La figura mostra chiaramente il cavallotto in filo che deve essere tolto nel pannello dell'Elekterminal.

a destra sú a sinistra giú

W. v. Rooyen

Non chiedeteci a cosa serva il circuito riportato, anche se siamo sicurissimi che abbia un gran numero di applicazioni. L'autore dice: "Il circuito può essere impiegato per rimettere a punto un orologio digitale ..." Ciò è esatto, sino a che negli orologi s'impiegheranno i circuiti integrati TTL.
In ogni caso, siamo sicuri che l'inventiva dei lettori saprà trovare molte altre applicazioni. Basilarmente, il circuito impiega un commutatore a 12 posizioni (o qualunque altro numero di posizioni purchè il totale sia un multiplo di tre), e in dipendenza della direzione nella quale il commutatore è ruotato, nelle uscite "conto in calare" o "conto in crescere" si presenta un certo numero d'impulsi. Quando il commutatore è regolato in una posizione, ambedue le uscite sono portate al livello alto.
Il commutatore deve essere del tipo che apre il contatto precedente prima di stabilirne un altro, ed il fermo alla dodicesima posizione deve essere tolto.

chassis di media frequenza

Impiegante il CA 3189 E

Per diversi anni, l'IC amplificatore, limitatore, rivelatore 3089 è stato uno standard per le realizzazioni industriali, nell'impiego come media frequenza dei ricevitori FM. L'IC ha avuto ottima applicazione in numerosi progetti di tuner, mostrando di poter combinare un elevato standard di prestazioni con la massima affidabilità. Di recente, tuttavia, è apparsa sul mercato la versione progredita del chip, denominata CA 3189 E, ed il nuovo IC mostra specifiche ancora più elevate e possibilità ulteriori di buon utilizzo. In questo articolo, si esamina il nuovo dispositivo e si presenta un canale di media frequenza che utilizza l'IC "ultimo grido" con il relativo stampato. Il canale è compatibile con la maggioranza dei decoder stereo presenti sul mercato e con quello pubblicato su questo stesso numero di Elektor.

Il progetto basilare di un ricevitore FM stereo, è mostrato a blocchi nella figura 1. Il segnale RF che giunge dall'antenna, è amplificato dal convertitore ed assume all'uscita di questo la frequenza di 10,7 MHz. I seguenti stadi di media frequenza, amplificando tale valore, eliminano ogni variazione sui segnali, filtrando le interferenze AM e demodulano il segnale limitato, come dire che lo convertono nel codice multiplex (MPX) stereo. Il codice è poi impiegato per ottenere i canali d'informazione audio destro e sinistro.
Due segnali sono portati indietro, dallo chassis di media al convertitore; si tratta del controllo automatico della frequenza (AFC) e del controllo automatico di guadagno (AGC). L'ultimo detto, nella figura ha il percorso tratteggiato. Il segnale AFC assicura che il convertitore rimanga esattamente sintonizzato sul segnale RF che giunge, mentre l'AGC varia il guadagno del convertitore per compensare le intensità di campo. La ragione per cui la connessione dell'AGC è riportata in tratteggio, risiede nel fatto che in moltissime situazioni, in particolare quando due trasmettitori ravvicinati emettono dei segnali dalla intensità pressoché eguale, il controllo automatico del guadagno può dare più noie che vantaggi, quindi talvolta è ignorato. In pratica, l'AGC è sempre impiegato solo nei convertitori ad alte prestazioni, ed in casi molto ben determinati (a dire quando il sistema impiega un attenuatore a diodi PIN).

Le prestazioni migliorate

Il CA 3189E di base è simile al 3089, tuttavia presenta diversi vantaggi rispetto al predecessore. Ha un rapporto segnale-rumore più elevato (72 dB invece che 67 dB) e la banda passante è stata ridotta da 25 a 15 MHz, in tal modo migliorando la stabilità del circuito. Il CA 3189E offre anche delle possibilità non previste del 3089. Essendovi la previsione d'impiego per una resistenza di carico audio esterna, invece di quella realizzata nel chip, come nel caso del 3089, il livello d'uscita audio può essere variato tramite la selezione del valore opportuno.
Molti tuner FM incorporano un sistema di muting audio, che elimina il frastornante rumore che si ode tra le situazioni, durante la sintonia, sottoponendo a "squelch" il segnale audio quando non si riceve alcuna emissione. Il circuito di "squelch" o silenziamento ricava il trigger quando il segnale audio cala al di sotto di un dato livello di soglia. Per poter impiegare in tal modo il CA 3189E, ovvero con il muting, l'IC prevede il "deviation muting", con il quale l'audio è sottoposto a squelch quando il ricevitore è mal sintonizzato. Questa possibilità previene dall'udire i forti tonfi che si verificano allorché si effettua rapidamente la sintonia tra una e l'altra stazione.
Il nuovo IC infine, offre ancora un paio di dettagli "di lusso", come l'indicatore di buona sintonia nel canale (come dire che vi è una uscita che scende al valore basso quando il ricevitore è ben sintonizzato su di una stazione) l'AGC regolabile e la soppressione della tensione dell'indicatore di sintonia ai livelli di segnale molto bassi, quando la lettura dello strumento non è più significante. Le principali specifiche del CA 3189E sono riportate nella tavola 1.
Lo schema a blocchi di un canale di media che incorpora il CA 3189E è mostrato nella figura 2. Come si vede, il progetto di base è conforme a quello quasi universalmente adottato per sistemi ad un solo filtro, *prima* dell'amplificatore e degli stadi demodulatori. Ciò, in contrasto con il più vecchio metodo di interporre diversi filtri prima dei successivi amplificatori.

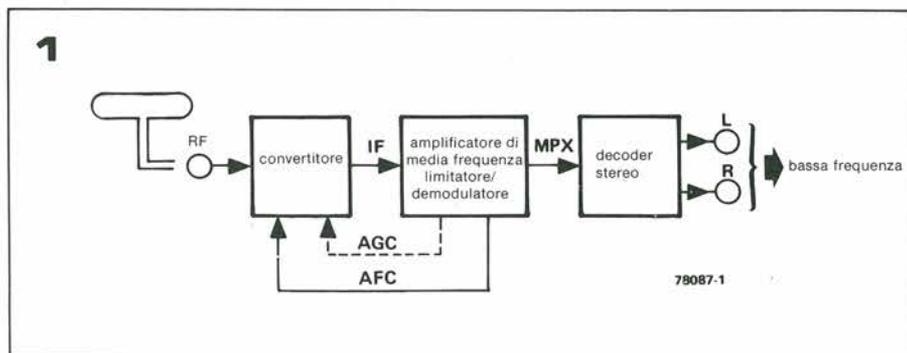



Figura 1. Schema a blocchi di un tipico tuner per FM.

Figura 2. Il progetto di questo canale di media frequenza, è conforme all'uso oggi comune di collocare un semplice filtro a 10,7 MHz prima degli stadi amplificatori-limitatori.

Figura 3. Schema a blocchi interno del CA 3189E. Il vero schema elettrico dell'IC sarebbe molto difficile da capire, comprendendo qualcosa come 100 transistori, quasi 100 resistenze, una dozzina di diodi e 15 condensatori!

Dentro il CA 3189E

Il modo di lavoro del CA 3189E può essere meglio spiegato facendo riferimento al circuito a blocchi interno del sistema, che è mostrato nella figura 3.

Il segnale a media frequenza d'ingresso, è portato a tre amplificatori-limitatori connessi in cascata. Il guadagno di questi stadi è tale che la limitazione interviene già su segnali da 12 µV. Se si tien conto del guadagno del convertitore, la tensione-segnale detta, equivale ad una sensibilità per l'antenna di 1 oppure 2 µV, o anche meno.

Le uscite degli stadi amplificatori-limitatori sono inviate ad un rivelatore del livello di picco, le uscite del quale sono sommate ciclicamente per ottenere la tensione di pilotaggio per l'indicatore della profondità di campo e la tensione di controllo per il circuito AGC. L'ultimo detto eroga un segnale d'uscita che diviene alto (come dire circa 9,5 V) quando il segnale all'ingresso dell'IC scende sotto al valore di soglia che è prefissato tramite P1.

Una volta amplificato e limitato, il segnale di media frequenza giunge al demodulatore, che impiega un circuito regolato a quadratura, connesso tra i terminali 8, 9 e 10 dell'IC. In più, oltre al segnale audio MPX, il demodulatore offre un segnale di controllo per il circuito AFC. Come è stato già detto prima, l'ammutolitore dell'audio (squelch) è messo in azione sia da un segnale audio insufficiente (questa funzione è determinata dal rivelatore di livello connesso al demodulatore) sia dalla deviazione in frequenza. L'AFC eroga una tensione di controllo CC che varia in base al valore di slittamento del convertitore rispetto alla frequenza della stazione ascoltata. Questa tensione è portata al circuito "deviation mute", che a sua volta (tramite il pilotaggio del sistema di silenziamento ed il circuito esterno di silenziamento) controlla il segnale di squelch. Il livello al quale il silenziamento dei rumori entra in azione può essere variato tramite il circuito di silenziamento esterno.

Il livello di tensione presente al terminale 12 dell'IC, può anche essere impiegato per l'indicatore di perfetta sintonia sulla stazione. Quando si riceve una trasmissione FM, la tensione a questo terminale è 0V, mentre quando il ricevitore non è sintonizzato sulla stazione è grosso modo 5,6V.

Un amplificatore/limitatore/ demodulatore completo

Lo schema elettrico di un amplificatore-limitatore-demodulatore che incorpora il CA 3189E è mostrato nella figura 4.

T1, con le parti secondarie associate, forma l'amplificatore separatore d'ingresso di figura 2.

Vi sono diverse possibilità per fornire il filtro a 10,7 MHz, e più che altro s'impiegano dei filtri ceramici o dei filtri risonanti LC. Generalmente, tuttavia, i filtri ceramici sono da preferire visto che non richiedono allineamento.

Vari modelli che si adattano all'impiego sono elencati nella tavola 2, assieme ai valori che devono assumere i corrispondenti condensatori e resistenze, caso per caso. Se si impiegano due filtri collegati in cascata, è necessario che abbiano la medesima frequenza di risonanza (nel caso di filtri ceramici SFE a 10,7 MHz, ciò significa che il codice a colori che li contraddistingue deve essere per ambedue rosso).

Il segnale a media frequenza limitato nella banda è quindi riportato all'IC. Il circuito di quadratura è formato da un sistema LC a doppia sintonia. È anche possibile impiegare un solo circuito sintonizzato, nel qual caso, L3 sarà omessa, e si eseguirà la connessione indicata dalla linea a tratteggio.

R9 sarà omessa a sua volta, ed il valore di R7 sarà modificato portandolo a 2k7. Nel caso che s'impieghi il circuito risonante singolo, al posto di L2 si può impiegare un trasformatore per media frequenza del genere 33733 (Toko).

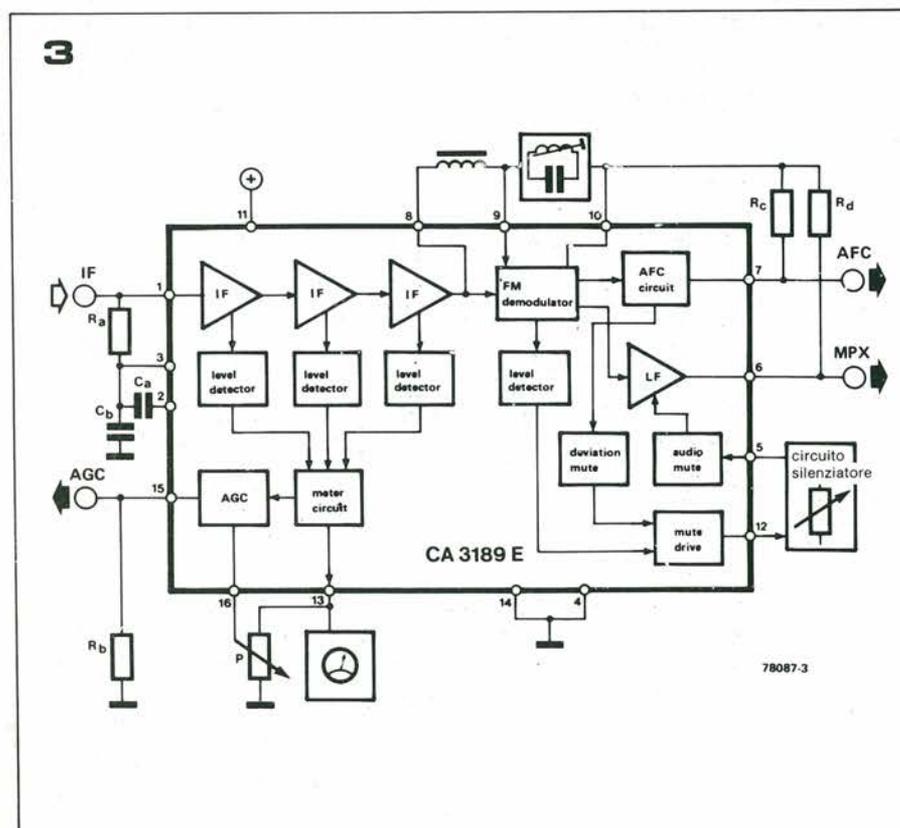
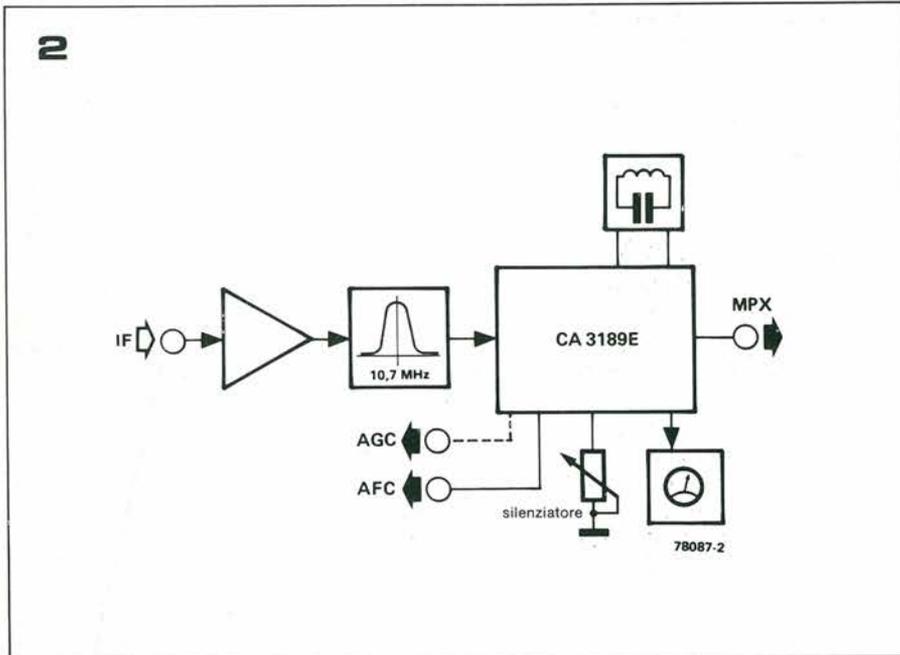



Tabella 1. Caratteristiche principali del CA 3189E.

(U_b = 12 V; T_{amb} = 25°C)

Condizioni CC

(senza segnale all'ingresso)	min.	tipico	max.	
corrente d'alimentazione	20	31	44	mA
tensioni CC: pin 1	1.2	1.9	2.4	V
pin 2	1.2	1.9	2.4	V
pin 3	1.2	1.9	2.4	V
pin 15 (AGC)	7.5	9.5	11	V
pin 10 (U_{ref})	5	5.6	6	V

Condizioni in CA

	min.	tipico	max.	
sensibilità d'ingresso (soglia limite)	—	12	25	µV
reiezione all'AM	45	55	—	dB
tensione d'uscita (piedino 6)	325	500	650	mV
distorsione armonica				
(con un solo accordo)	—	0.5	1	%
(con due accordi)	—	0.1	—	%
rapporto segnale-rumore	65	72	—	dB

Tabella 2. Alcuni filtri di media frequenza che possono essere usati.

modello	banda passante (in kHz)	R4, R5, C3, C4
SFJ 10,7 MA (rosso *)	280	
SFW 10,7 MA (rosso *)	220	R4 = 330Ω R5 = 330 Ω C3 e C4 vanno sostituiti con ponticelli in filo.
doppio filtro SFE 10,7 MA (rosso *)	280	
doppio filtro ** CFS 10,7 A	300	
BBR 3132A **	240	R4 = 1k R5 = 560 Ω C3 = 100 n C4 = 100 n

* Murata
** Toko

Il vantaggio offerto dall'impiego di un solo circuito risonante, è che l'allineamento è semplificato, tuttavia, s'incontra inevitabilmente un aumento nella distorsione armonica dall'1% allo 0,5%.
Il segnale MPX audio è inviato dal terminale 6 dell'IC all'impiego. R11 e C11 formano il circuito de-enfasi. Se il circuito è seguito da un decoder stereo, C11 deve avere il valore di 56 p. Se invece si è interessati solo alla ricezione monfonica, C11 deve essere aumentato a 6n8 ed il segnale MPX rappresenta il segnale d'uscita audio.
La tensione AFC, U_{afc}, giunge all'esterno tramite il terminale 7. La relazione tra la U_{afc} ed il valore medio della frequenza d'ingresso, f_i, è illustrato dal grafico della figura 5a. Siccome, il CA 3189 eroga una corrente AFC invece di una tensione, le relazioni di figura 5a sono unicamente valide se l'uscita AFC non è troppo caricata.
Alla frequenza di 10,7 MHz la tensione AFC è 5,6 ed uguale alla tensione di riferimento data dall'IC. Ogni piccola differenza può essere eliminata regolando il trimmer P2. Le relazioni tra la corrente di AFC, I_{afc}, (che scorre nell'IC) e la frequenza d'ingresso, f_i, è illustrata nella figura 5b.
Il responso mostra d'essere virtualmente indipendente dalle condizioni del carico. Oltre ad erogare il segnale in controreazione per il convertitore, l'uscita AFC può anche essere usata per pilotare l'indicatore di sintonia milliamperometrico a zero centrale, che sarà connesso in serie ad R8.
Il segnale di pilotaggio per il silenziamento lo si ricava al terminale 12, ed il relativo circuito esterno, che tramite P3, consente di regolare la soglia di azionamento, è connesso tra i terminali 12 e 5. La soglia di fluttuazione del silenziamento è determinata dal valore di R8. Con il valore indicato il silenziamento interviene quando la frequenza d'ingresso devia di più di 35 kHz dal valore richiesto di 10,7 MHz.
Lo strumento misuratore di campo va connesso al terminale 13 dell'IC. Il responso dell'indicatore deve essere approssimativamente logaritmico (visto che la tensione al terminale 13 aumenta come logaritmo della tensione d'ingresso); in tal modo, è possibile poter leggere i segnali d'ingresso dall'intensità molto variabile. In tal modo, per esempio, una tensione d'ingresso di 10 µV causa una corrente di circa 1 µA che scorre nello strumento, mentre una tensione di 100 mV produce una corrente nello strumento di circa 100 µA.
Le parti che sono raffigurate in tratteggio, sono parte del circuito AGC. Come è stato detto in precedenza, questo lavoro non sempre è da preferire. La tensione al terminale 16 controlla la soglia dell'AGC, come dire il livello del segnale oltre il quale deve iniziare la riduzione del guadagno. La soglia può essere regolata, di conseguenza, tramite il trimmer P1. Se non si desidera il funzionamento in AGC, è semplicemente possibile omettere i componenti relativi e collegare alla massa il terminale 16.

Realizzazione pratica

Il canale di media può essere montato sul circuito stampato che si vede nella figura 6. Per migliorare la stabilità, il pannello impiega il piano di massa generale in lamina di rame.
Il complesso è stato progettato in modo da poter adattarsi a vari tipo di filtri di media frequenza. Lo SWF 10,7 MA, va montato nella piccola zona rettangolare, mentre lo SFJ 10,7 MA va montato, nell'ovale a tratteggio. Anche se le connessioni d'ingresso e di uscita dei filtri ceramici sono molto spesso marcate sui loro involucri (un punto rosso indica appunto l'uscita), si deve rammentare che i reofori sono simmetrici, cosicché, in via di principio, sarebbe possibile montare gli elementi in due modi, uno dei quali è evidentemente sbagliato. Se si usano i filtri ceramici, i condensatori C3 e C4 devono essere sostituiti con due spezzoni di filo.
In ogni caso, i migliori risultati sono ottenuti con dei filtri a fase lineare del tipo 3132A della ditta Toko.
Questi filtri contengono dei circuiti LC interaccoppiati che sono pre-allineati già di fab-

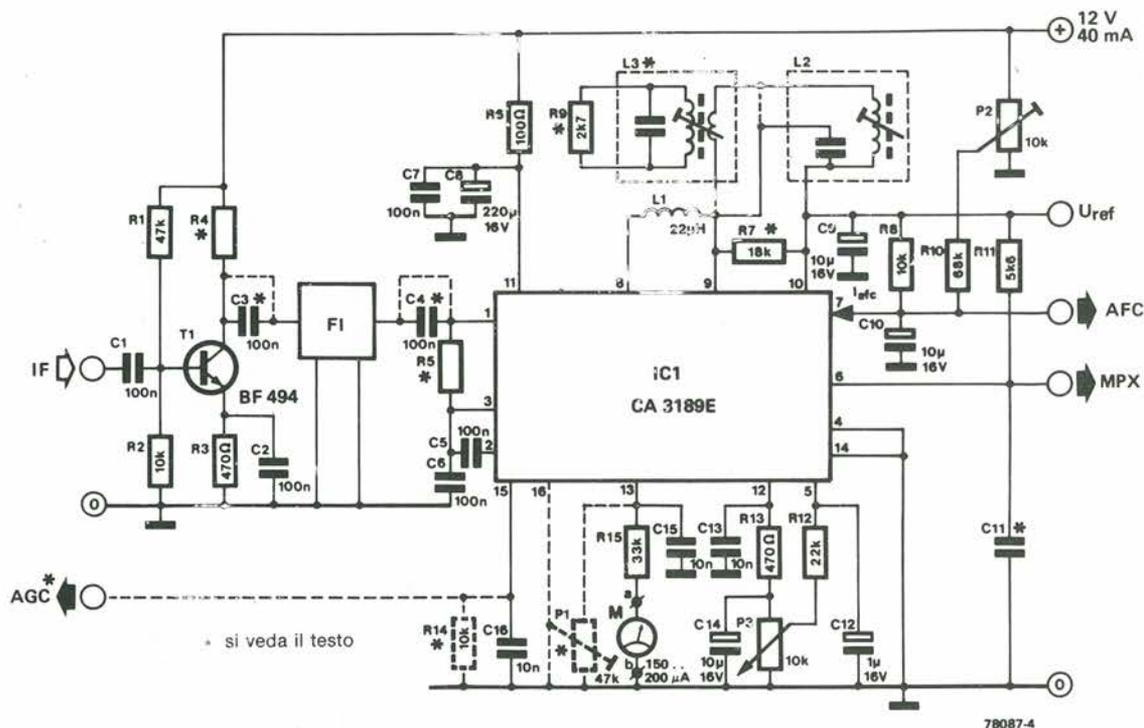
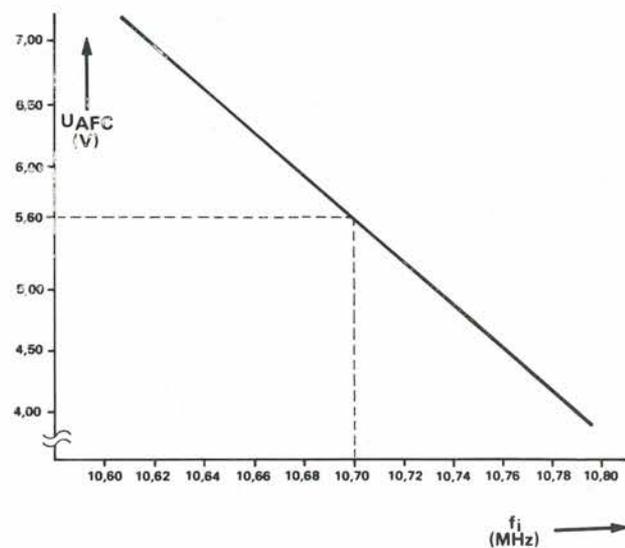
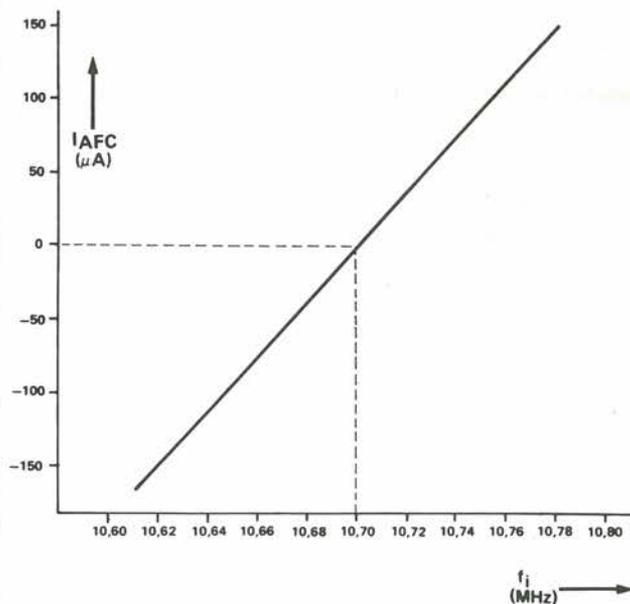



Figura 4. Circuito elettrico completo dell'amplificatore di media frequenza, limitatore, demodulatore. Si possono impiegare diversi filtri di media, come F1; varie possibilità sono elencate nella lista della tavola 2. Se l'AGC non è impiegato, P1 ed R14 vanno omessi.

Figura 5. Tensione AFC (a) e corrente AFC (b) in funzione della frequenza d'ingresso. Il responso di figura a, è molto influenzato dalle condizioni del carico, mentre l'altro è indipendente.

brica, ed hanno un ritardo di meno 0,5 μs nell'intera banda compresa da 10,525 a 10, 875 MHz. I filtri a fase lineare andranno montati nel rettangolo più grande che si vede nella basetta stampata.

Le connessioni d'ingresso e di uscita sono indicate al di sotto del filtro, mentre l'ingresso è anche marcato sull'involucro tramite un punto. Come si vede nella tavola 2, i condensatori C3 e C4 sono necessari, ove si usino i filtri a fase lineare.

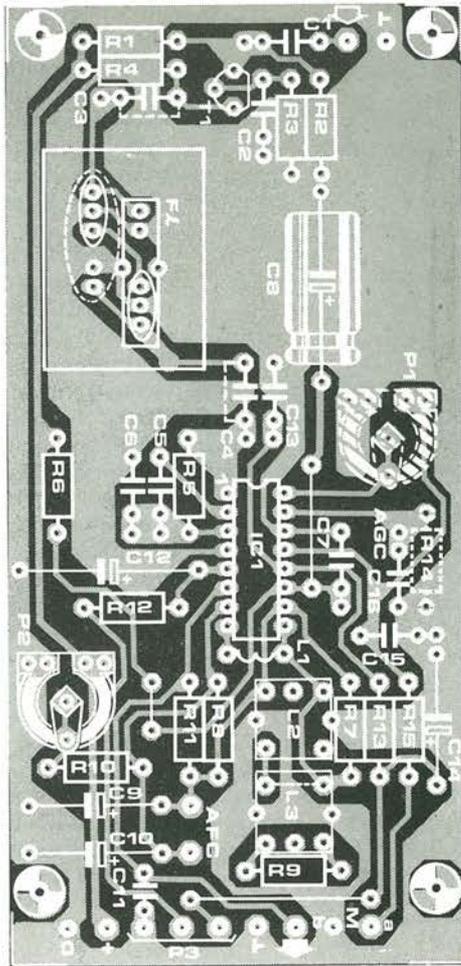
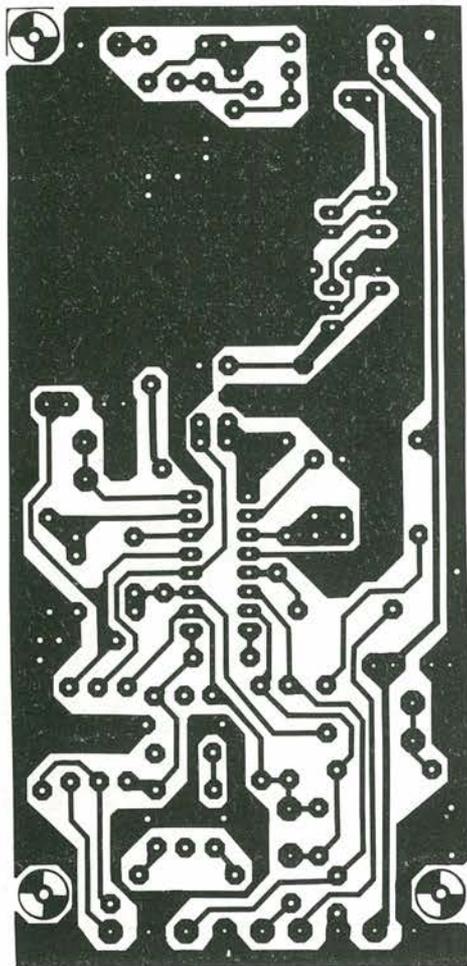
Infine, è da raccomandare la schermatura integrale dell'intero circuito, impiegando ad esempio del lamierino in rame o in ferro stagnato.

L'allineamento

La procedura di allineamento è comparativamente semplice.

Con l'AFC non connesso, si effettua la sintonia su di una emissione FM, dopodiché L2 va regolata per ottenere il massimo segnale

6

Figura 6. Circuito stampato, lato parti e lato rame, del canale di media frequenza (EPS 78087)

Elenco componenti

Resistenze:

R1 = 47 k
R2,R8 = 10 k
R3,R13 = 470 Ω
R4,R5 — vedi tabella 2
R6 = 100 Ω
R7 = 18 k*
R9 = 2k7*
R10 = 68 k
R11 = 5k6
R12 = 22 k
R14 = 10 k*
R15 = 33 k
P1 = trimmer 47 k (50 k)*
P2 = trimmer 10k
P3 = potenziamento lineare 10 k

* vedi testo

Condensatori:

C1,C2,C5,C6,C7 = 100 n
C3,C4 — vedi tabella 2
C8 = 220 μ/16 V
C9,C10,C14 = 10 μ/16 V
C11 = 56p (stereo), 6n8 (mono)*
C12 = 1 μ/16 V
C13,C15,C16 = 10 n

Semiconduttori:

T1 = BF 494
IC1 = CA 3189E (RCA)

Varie:

L1 = impedenza miniatura da 22 μH
L2 = 34343 (Toko)*
L3 = 34342 (Toko)*
F1 = filtro di media - vedi tabella 2
M = indicatore a bobina mobile 150 . . . 250 μA

all'uscita. Se si impiega L3, il passo successivo è regolarla a sua volta per la massima tensione d'uscita; la distorsione deve essere la minima ottenibile.

È inutile dire che le procedure di allineamento sono grandemente facilitate se si dispone degli strumenti fondamentali: l'oscilloscopio, il millivoltmetro ad alta impedenza, il distorsiometro, il generatore FM. Se non si ha a disposizione un millivoltmetro, una via per misurare la tensione d'uscita del circuito è impiegare il VU meter di un registratore a nastro. Al limite è anche possibile ottenere dei risultati soddisfacenti effettuando la messa a punto ad orecchio.

La tensione di controllo AFC è regolata tramite P2. Con l'AFC non operativo, prima si effettua la sintonia su di una stazione che giunge debole, poi si connette l'AFC. Nella maggioranza dei casi, l'intensità della ricezione muta (ciò risulta evidente dall'ascolto o dalla diversa lettura sull'indicatore dell'intensità di campo). La procedura di allineamento, di base consiste nel ripristinare le condizioni originali di ricezione. Una volta che P2 sia stato regolato correttamente, l'AFC sarà connesso e tolto; non si devono rilevare variazioni nell'intensità del segnale ricevuto.

La tensione di soglia dell'AGC va regolata tramite P1, e dipenderà dal guadagno del convertitore che si usa.

La tensione d'ingresso alla quale l'AGC inizia a lavorare, muta da 200 μV a circa 200 mV.

La distorsione da intermodulazione

La ragione per cui il controllo automatico del guadagno non è sempre desiderabile diviene chiarissima se si esamina quel fenomeno che è detto *distorsione da intermodulazione*.

Questo tipo di distorsione interviene particolarmente quando il convertitore del tuner capta diverse stazioni forti che trasmettono su frequenze adiacenti. Come risultato, si ha tutta una serie di funzioni non lineari; specialmente nello stadio d'ingresso del convertitore si generano dei segnali armonici; la seconda armonica, la terza è così via. In sé e per sé queste non sono necessariamente significanti, visto che la loro frequenza è considerevolmente lontana dal segnale d'ingresso originale. Tuttavia, non si ha solo l'addizione di semplici armoniche, ma di ogni sorta di segnali prodotti dalle somme e dalle differenze in frequenza.

Questi prodotti dell'intermodulazione risultano essere sovente dei segnali vicini a quello che s'intende ascoltare, e possono considerevolmente distorcere il contenuto d'informazioni audio che si vorrebbero ricevere. La figura 1 mostra lo spettro del segnale afflitto dalla distorsione da intermodulazione. Oltre ai due segnali originali trasmessi, f_1 ed f_2, vi è tutta una serie di prodotti di somma e differenza.

Il grado d'intermodulazione e quindi il tasso di distorsione, è spesso proporzionale alla corrente CC che circola nel primo transistore, quello d'ingresso, ed aumenta considerevolmente se la corrente diminuisce. Un esempio pratico, riportato nella figura 2, mostra le relazioni tra l'intermodulazione e la corrente di collettore di un BFT66/BFT67. Molti AGC sono concepiti in modo tale da ridurre il guadagno nello stadio d'ingresso (e quindi la corrente che circola nello stadio) per compensare la presenza di segnali d'ingresso ampi. Tuttavia, come si vede, ciò ha come effetto l'aumento della distorsione da intermodulazione. Diversi circuiti AGC funzionano in modo soddisfacente solo se si ricevono dei segnali dall'ampiezza regionevole, ma iniziano a dare dei problemi se si captano segnali forti dalla frequenza adiacente.

Una eccezione a questa regola generale è il circuito AGC che impiega i diodi attenuatori PIN, perché in questi, la corrente che attraversa il transistore d'ingresso rimane invariata.

lettere maiuscole da una tastiera ASCII

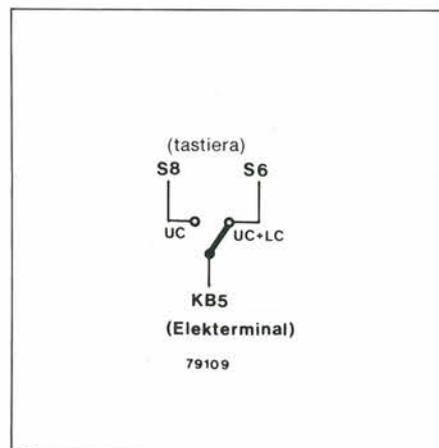
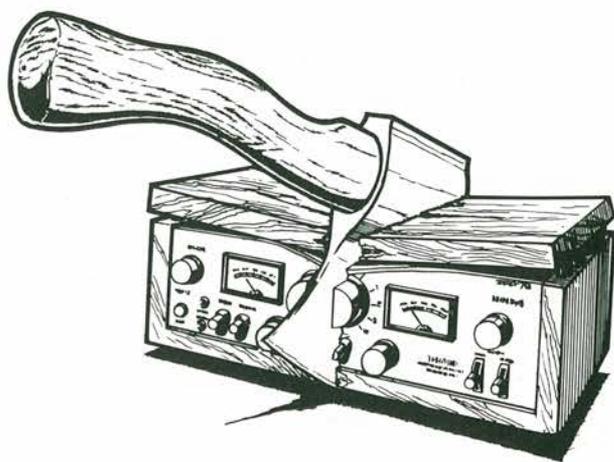
Il Basic semplificato

La tastiera ASCII che è stata presentata da Elektor (gennaio 1980), è più versatile di quel che possa sembrare a prima vista. Alcuni lettori hanno commentato che uno "shift lock" può essere utile, in particolare se lo si usa per la programmazione in BASIC. In pratica, in tal modo è possibile ad uno stadio ulteriore: il cosidetto "uppercase lock"!

Nel codice ASCII, le lettere maiuscole e minuscole sono distinte dal valore di sei bit (S6 nel generatore di caratteri). Per le lettere maiuscole,questi bit sono al livello logico Ø per quelle minuscole la logica è "1" (vedi la tavola 1 nell'articolo originale).

Il generatore di caratteri impiegato, lo AY-5-2376, non solo eroga il codice usuale ASCII a 7-bit: vi è un'ottava uscita (S8). Anche se in questo senso non vi è una chiara specifica nel foglio di dati originale, S8 può essere impiegata al posto di S6. Il risultato è ciò che si desiderava: il tasto shift lavora normalmente per i numeri, i simboli di punteggiatura e simili, ma quando si impiegano i tasti delle lettere, in tal modo si stampano solamente lettere MAIUSCOLE!

Questa disponibilità può essere estremamente utile, per esempio, quando si effettua la programmazione in NIBL. Il tasto "shift" deve essere impiegato solo quando si richiedono simboli speciali; non serve più per la stampa del testo.

Per avere ambedue le funzioni, si può impiegare un deviatore, come si vede nella figura.

sistema di cancellazione per modulazione incrociata

Il punto più debole di un sistema hi-fi nei confronti della modulazione incrociata, è senza dubbio nel pickup. Una ditta giapponese, tuttavia, ha recentemente introdotto uno speciale sistema che, secondo il costruttore, migliora in modo eccezionale le prestazioni delle cartucce in questo senso. L'articolo che segue esamina l'interessante progetto.

La riproduzione in stereo è ormai impiegata da una ventina d'anni all'incirca, ed i principi seguiti sono quindi ben noti. Vi sono due canali separati, che si attengono modulando su due piani diversi, il solco del disco. Queste "informazioni per il canale sinistro e destro" possono essere portate a due amplificatori separati che le applicheranno a gruppi separati di altoparlanti.
In tal modo, il risultato è un "posizionamento" più o meno accurato di ciascuno strumento nel quadro generale dell'immagine stereofonica come vien detta (vedi figura 1). La posizione di un particolare strumento, o di un cantante, ha la propria immagine stereo determinata dalla proporzione (e fase) del corrispondente segnale elettrico presente in ciascun segnale. Più grande è la differenza nell'ampiezza del segnale, più il suono risultante appare slittato verso l'altoparlante del canale dal quale scaturisce.

Parlando di modulazione incrociata

Nella situazione ideale, le informazioni dei canali sinistro e destro sono unicamente combinate in forma di onde sonore che fuoriescono dagli altoparlanti e s'incontrano nel locale d'ascolto. In pratica, tuttavia, s'incontra spesso il caso sfortunato nel quale nessuno dei due canali è completamente privo d'informazioni relative al canale opposto, seppure in minima parte. L'effetto di ciò, è la riduzione della differenza tra i due canali che tendono ad offrire un suono analogo. Come si vede nella figura 2, il procedimento è simile alla miscela di una vernice bianca e di una nera, o viceversa.
Il risultato è sempre grigio, più o meno chiaro, che dà un contrasto molto meno pronunciato del puro bianco e nero.
Nella terminologia audio, questo effetto viene detto "modulazione incrociata". Più grande è la modulazione incrociata, più

Figura 1. Risultato della modulazione incrociata in una immagine stereo; l'immagine appare "compressa", cosicchè i solisti ed i cantanti sembrano essere collocati in un punto intermedio.

Figura 2. Rappresentazione grafica del fenomeno di modulazione incrociata. Più è ampia l'area dell'intermodulazione, più l'inviluppo sonoro rassomiglia alla riproduzione monofonica.
L'intermodulazione è rappresentata come simmetrica, a dire che si sviluppa da un canale all'altro e viceversa.

Figura 3. Separazione tra i canali come funzione della frequenza. (a) è soggetto alla modulazione incrociata e (b) ha la modulazione incrociata soppressa.

grande sarà la somiglianza nel suono emesso dai canali.
Il risultato è ovviamente un'immagine stereo ridotta (figura 1b) che approssima il suono stereo a quello mono.
La modulazione incrociata, può derivare, negli amplificatori, da accoppiamenti di tipo induttivo e capacitivo che sopravvengono nella filatura o tra le piste dei due canali; in alternativa, tramite la linea comune d'alimentazione.
I controlli di bilanciamento, progettati in modo rudimentale, sono un'altra causa comune di intermodulazione o modulazione incrociata.
Generalmente, comunque, la modulazione incrociata che interviene in un amplificatore è sempre di secondaria importanza; vi è un altro punto nell'assieme HI-FI, cioè la cartuccia, laddove la criticità è maggiore.
Volendo, è possibile eliminare virtualmente la modulazione incrociata negli amplificatori, se si vuole sopportare la spesa relativa, munendoli di alimentatori completamente separati; uno per il canale destro ed uno per quello sinistro (il concetto vale sia per i preamplificatori che per gli amplificatori di potenza), ed in più dividendo gli stampati dei due gruppi.
In sostanza, se si separano i due amplificatori, lasciando in comune il solo contenitore, si impiegano due "mono" il problema è superato.
Come abbiamo detto, il punto più debole del sistema, in relazione al "crosstalk" non è l'amplificatore, ma la cartuccia. Particolarmente nella cruciale banda di frequenze che corre tra alcune centinaia di Hz, ed alcune migliaia, la separazione tra i canali non è migliore di 25 dB. Alle frequenze più elevate, talvolta, la caratteristica è ancor minore, sebbene sia meno importante.
Le ragioni in base alle quali il responso della cartuccia per la separazione è scadente, sono assai complesse e richiederebbero una spiegazione molto approfondita.
Basterà dire che la cartuccia è sempre il primo colpevole, se si manifesta la modulazione ad incrocio.

Crosstalk "da sfasamento"

Su di un piano ideale, si potrebbe raggiungere una separazione tra i canali nella cartuccia nell'ordine dei 40 dB (un valore grossomodo compreso tra 40 e 50 dB è il migliore che si possa ottenere con l'attuale tecnica d'incisione per dischi, considerando le prestazioni dello stilo). Tuttavia, sembra possibile ottenere miglioramenti nel parametro impiegando una tecnica messa a punto da un'azienda giapponese, la Denon (vedi figura 3). Il circuito che, secondo la Denon, elimina virtualmente la modulazione incrociata nel pickup, è chiamato Phono Crosstalk Canceller (PCC).
I sistemi che utilizzano il principio di base, incorporati in una linea a parte di amplificatori Denon (la Ditta li vende separatamente dalla normale produzione), sono provvisti di quattro potenziometri, due dei quali sono impiegati per eliminare la modulazione incrociata (udibile), dal canale sinistro a quello destro, mentre gli altri due servono per eliminare la modulazione incrociata dal canale destro a quello sinistro. La procedura di regolazione va eseguita con una registrazione-campione.
Il sistema di lavoro del "cancellatore di modulazione incrociata" può essere meglio illustrato con riferimento ai diagrammi di relazione di fase che si vedono nella figura 4.
Se una tensione è sommata con una seconda tensione che ha l'eguale ampiezza, ma è in controfase, il risultato è ovviamente zero. I vettori rappresentano due di queste tensioni come si vede nella figura 4a, e la somma dei due vettori è un terzo vettore dalla lunghezza zero ... come dire, nessun vettore in assoluto.
Stabilito che le due tensioni A e B abbiano una differenza di fase φ, ed il corrispondente vettore forni a sua volta un angolo φ (4b); la somma di queste due tensioni sarà rappresentata dal vettore C, e la differenza (A-B), dal vettore D.
Se, nella figura 4c, A rappresenta la tensione-segnale di un canale stereo, mentre B rappresenta la tensione di modulazione incrociata dell'altro canale, è possibile risolvere B nel componente di intermodulazione C, che è in fase con la tensione-segnale, e nella componente di intermodulazione o modulazione incrociata D, che è di 90° fuori fase rispetto alla tensione-segnale. È quindi possibile eliminare il segnale di modulazione incrociata introducendo i segnali C' e D' (che producono B') e sommandoli con la singola informazione per il canale, più il segnale di modulazione incrociata.
Lo stesso è vero per la figura 4d, nella quale si vede la modulazione incrociata B sfasata di 180° rispetto a quella di figura 4c.
Quando il valore di φ e l'ampiezza del vettore della modulazione incrociata sono costanti, come dire indipendenti dalla frequenza, la soppressione dell'intermodulazione è completa.
Sfortunatamente, tuttavia, come si vede nella figura 3, non sempre la funzione è quella detta. Per altro, è innegabile che la soppressione della modulazione incrociata è più importante nella gamma dei toni intermedi, laddove, sia φ che la lunghezza del vettore d'intermodulazione (separazione tra i canali in dB) sono più o meno costanti.
Il principio rimane quindi valido. In pratica vi sono dei pickup che hanno una tensione d'incrocio com'é mostrata sia nella figura 4c che 4d, che mostra che le tensioni C' e D' sono variabili indipendenti.

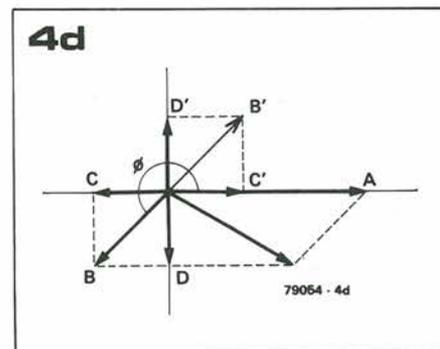
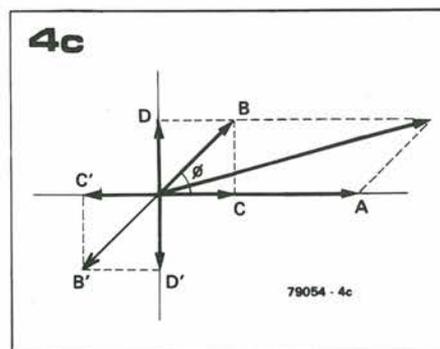
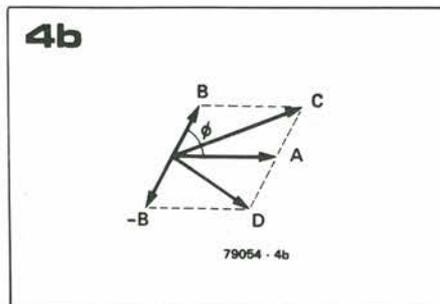
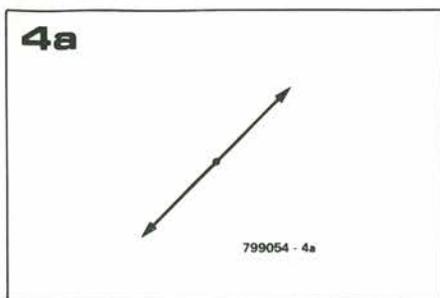
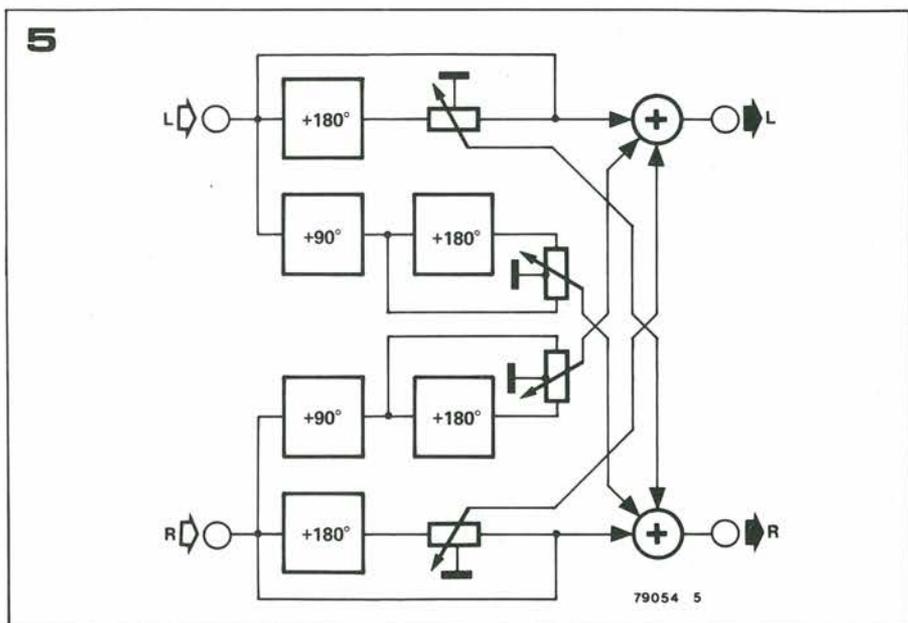



Figura 4. Il diagramma delle relazioni di fase illustra come il segnale della modulazione incrociata può essere eliminato sommandolo ad un altro segnale dall'ampiezza medesima ma dalla fase opposta.

Figura 5. Schema a blocchi del Cancellatore di modulazione incrociata della Denon Phono.

Figura 6. Schema elettrico del PCC-1000.

Per il controllo indipendente delle tensioni C' e D', sono necessari due potenziometri per canale, e visto che la modulazione incrociata da un canale all'altro non è necessariamente la stessa, perchè può evolversi diversamente (in effetti ciò in genere non avviene), sono necessari quattro potenziometri per la totale efficacia.

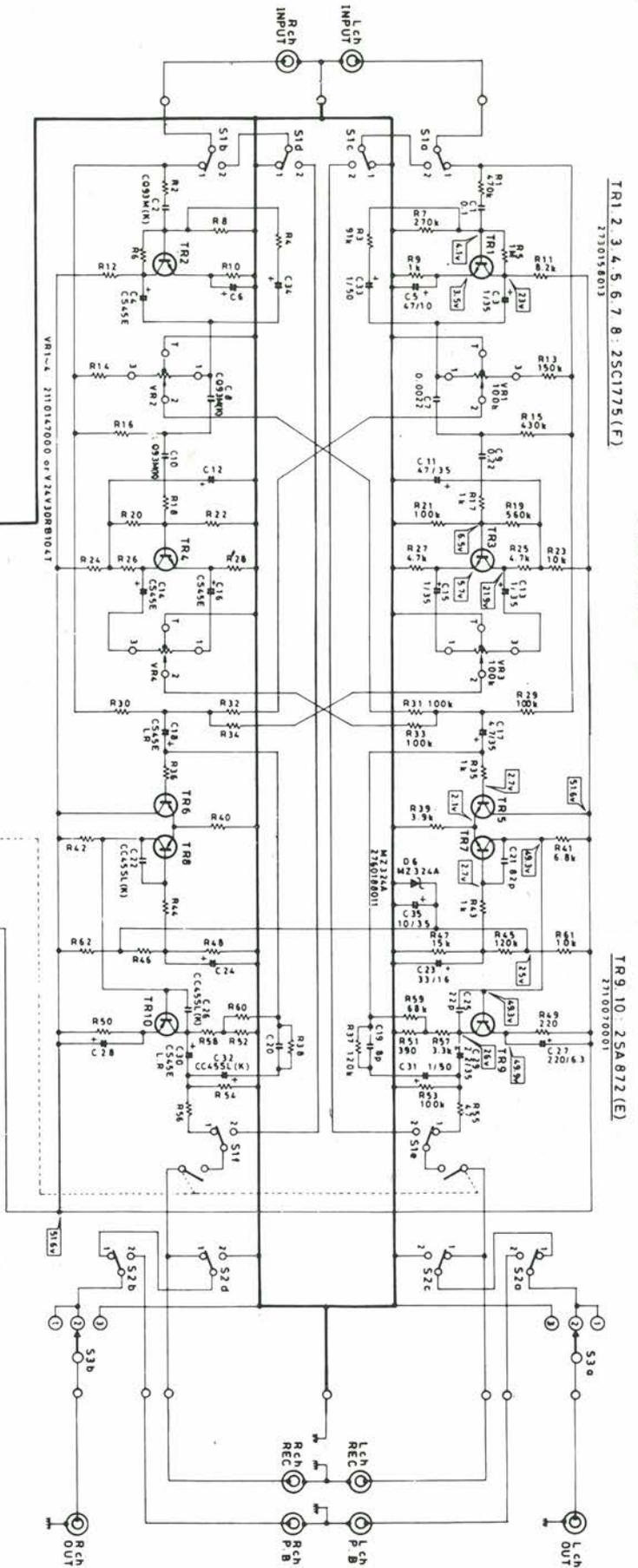
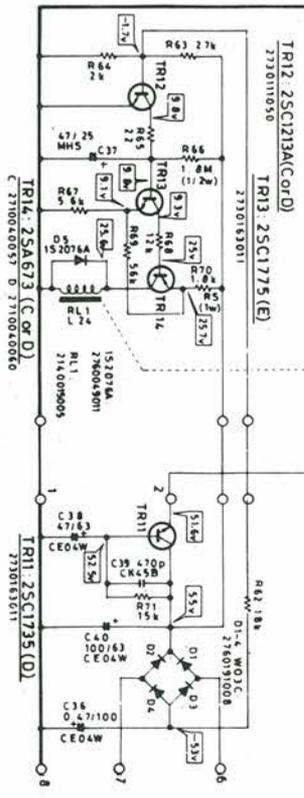
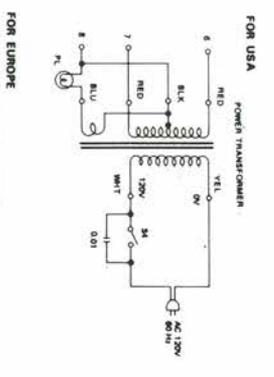
Circuito a blocchi del PCC-1000

La figura 5 mostra lo schema a blocchi del Denon Phono Crosstalk Canceller "PCC 1000". Ciascun canale comprende due sfasatori a 180° ed uno sfasatore a 90°, due potenziometri coassiali monocomandati, con presa di massa centrale, ed un circuito di somma. La tensione del cursore dei potenziometri in ciascun canale e portata al circuito di somma con l'altro canale.
La presa di massa centrale assicura che la tensione di compensazione sia disponibile in ambedue le polarità, in relazione al tipo di pickup impiegato.

Il circuito

Il circuito elettrico del PCC-1000 è mostrato nella figura 6. Il complesso va collegato tra l'uscita per nastro ed il relativo ingresso (monitor input) del preamplificatore.
Poiché gli zoccoli "nastro" del preamplificatore non sono sempre disponibili, il PCC-1000 prevede in sé le necessarie possibilità di connessione. S2 è il nuovo interruttore monitor del nastro, se necessario.
Il commutatore S3 seleziona nella posizione (1) "il solo canale sinistro"; nella posizione (3) "il solo canale destro"; nella posizione (2) la funzione 'normale" (come dire stereo). S1 serve per bipassare tutto il complesso.
Vedendo il circuito dalle uscite, i transistori TR5, 7 e 9 (6, 8 e 10) più le relative parti passive di completamento, formano un amplificatore a somma che ha tre ingressi per i segnali (rivedi figura 5) che sono alimentati tramite R29, R31 ed R33 (R30, R32, R34). Il punto di giunzione di queste resistenze è la terra virtuale.
La tcnsione al collettore del TR1 (TR2) è in controfase rispetto alla tensione d'ingresso. La tensione al cursore del VR1 (VR2) determina l'ampiezza e la fase (polarità) della tensione di compensazione C' (rivedi le figure 4c e 4d). Il sistema RC C7/R15 (C8/R16) introduce uno slittamento di fase di 90°, mentre TR3 causa un ulteriore sfasamento di 180° tra la tensione d'ingresso e quella d'uscita. Il livello e la polarità della tensione compensatrice D' sono determinati dalla regolazione di VR3 (VR4).
Di base, il circuito è tutto qui. Le parti rimanenti, appartengono più che altro all'alimentazione.

Concludendo

Il soppressore di modulazione incrociata PCC-1000 della Denon, è un dispositivo che reca un interessante concetto di base. Resta il dubbio se un miglioramento nella separazione dei canali è accompagnato da un eguale miglioramento nella qualità del suono risultante. Il problema di stimare le prestazioni degli apparecchi hi-fi è sempre viziato dal pericolo della soggettività, e non è certo ignoto a qualunque critico il fatto che la miglior immagine stereo offerta da un particolare pickup, ad esempio, può non coincidere con la spaziatura tra i canali, rispetto ad altri pickup in esame. Questo è un argomento sul quale speriamo di poter tornare in futuro. Alla fin fine, si può dire una sola cosa; chiunque sia interessato ai progressi dell'hi-fi, dovrebbe ascoltare il cancellatore di modulazione incrociata durante il funzionamento. Vale la pena di farsi un'idea diretta.

6
CROSSTALK CANCELLER PCC-1000
TR1, 2, 3, 4, 5, 6, 7, 8 : 2SC1775 (F)
TR9, 10 : 2SA872 (E)
TR12 : 2SC1213A (C or D)
TR13 : 2SC1775 (E)
TR14 : 2SA673 (C or D)
TR11 : 2SC1735 (D)
S1a~f : P.C.C (1. ON, 2. OFF)
S2a~d : TAPE MONITOR (1. OFF, 2. ON)
S3a~b : OUTPUT (1. Lch ONLY 2. NORMAL 3. Rch ONLY)
TRANSISTOR
TR1~8 2SC1775(F) 2730158013
TR9, 10 2SA852(E) 2710070001
TR11 2SC1735(D) 2730163011
TR12 2SC1213A(C) 2730111050
TR13 2SC1775E 2730158026
TR14 2SA673A(C) 2710040057
DIODE
D1~4 2760191008
D5 2760049011
D6 2760188011
NOTES
ALL RESISTANCE VALUES IN OHM K=1,000 OHM M=1,000,000 OHM
ALL CAPACITANCE VALUES IN MICRO FARAD P=MICRO-MICRO FARAD
EVERY VOLTAGES AND CURRENTS IS MEASURED AT NO SIGNAL INPUT CONDITION.
CIRCUIT AND PARTS ARE SUBJECT TO CHANGE WITHOUT PRIOR NOTICE.
Lch INPUT
Rch INPUT
Lch REC
Rch REC
Lch P.B
Rch P.B
Lch OUT
Rch OUT
FOR USA
FOR EUROPE
POWER TRANSFORMER
79054 6

ejektor

Un invito a conoscere, sperimentare, migliorare idee interessanti ma imperfette.

Amplificatore PWM auto-oscillante

Elaborato con la collaborazione di P. Geelen.

La sempre crescente attenzione dedicata ai metodi digitali per l'elaborazione dei segnali audio ha portato a cercare i migliori sistemi per impiegare i transistor d'uscita come interruttori. Un recente esempio di questa tecnologia è l'amplificatore in classe D o PWM (pulse width modulation = modulato in ampiezza), nel quele il segnale analogico d'ingresso è convertito in treno d'impulsi digitali, la durata dei quali varia in accordo con l'ampiezza del segnale.
Il principio generale di funzionamento degli amplificatori PWM è illustrato nello schema a blocchi di figura 1. I transistori d'uscita non lavorano linearmente (come dire che più ampio è il segnale all'ingresso, più è ampia la loro conduzione e viceversa) ma funzionano piuttosto come interruttori, come dire che sono o completamente in conduzione o completamente interdetti.
Ciò significa che i transistori o conducono lasciando passare la corrente ed hanno una piccolissima caduta di tensione ai loro capi, oppure hanno tutta la tensione d'alimentazione ai loro capi, ma o conducono appena o non conducono affatto. Di conseguenza, nei transistori è dissipata una potenza molto piccola, e l'amplificatore, in via di principio può essere considerato più efficiente di quelli che hanno uno stadio d'uscita convenzionale (lineare).

1

audio

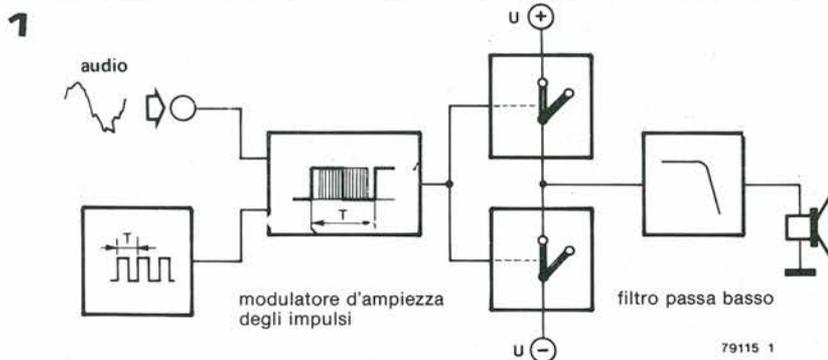
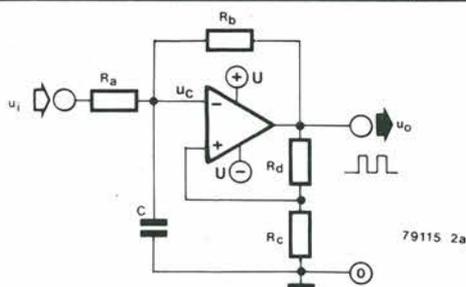
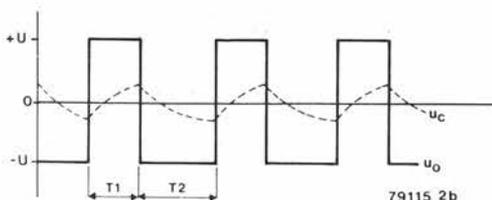
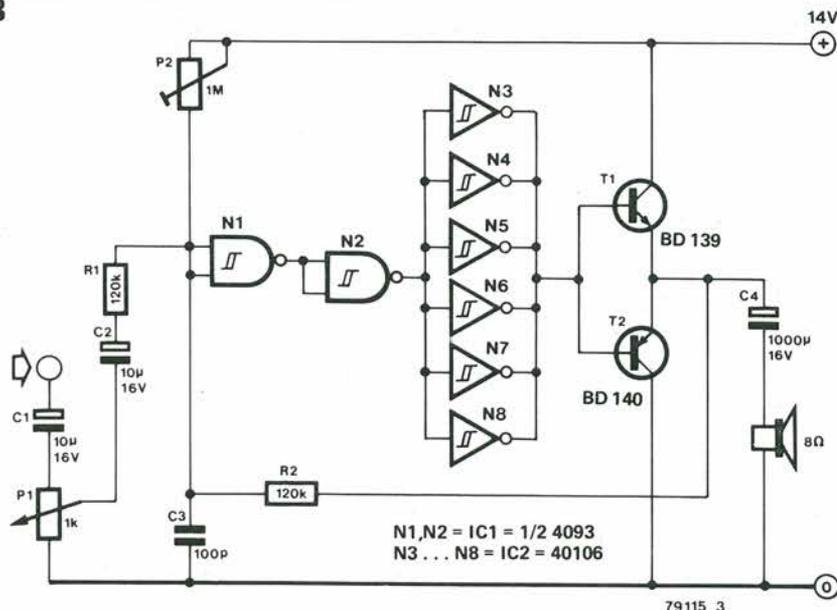
modulatore d'ampiezza degli impulsi

filtro passa basso

79115 1

2a

79115 2a

2b

79115 2b

3

Le informazioni audio sono elaborate modulando la durata di un segnale di commutazione ad onda quadra. Nel periodo di riposo che equivale al 50% dell'inviluppo, ciascuno dei transistori d'uscita risulta quindi "chiuso" per un tempo eguale, e la tensione d'uscita è quindi zero. Se tuttavia uno dei due transistori che fungono da interruttori rimane "chiuso" per un tempo più prolungato dell'altro, la tensione d'uscita diviene o positiva o negativa (in relazione alla polarità del segnale d'ingresso). Il segnale audio d'ingresso è quindi impiegato per controllare la durata del segnale di commutazione, sicché la tensione media è proporzionale al segnale d'ingresso.
A parte il vantaggio dell'efficienza incrementata, l'amplificatore PWM è già di base libero dai problemi causati dall'inerente non linearità nelle caratteristiche di trasferimento dei transistori di potenza (che dà luogo alla distorsione crossover, per esempio). D'altra parte, vi è l'inconveniente di dover impiegare un filtro passabasso a bassa perdita per ottenere nuovamente il segnale analogico audio (altrimenti l'amplificatore tende a comportarsi come un trasmettitore RF!).
In pratica, il principio descritto può essere rielaborato in moltissimi modi, e quantunque vi siano amplificatori PWM già nel mercato, la maggio-

ranza dei progetti è tutt'ora nello stadio sperimentale.
Un metodo per sfruttare la nuova tecnologia, che forma la base di questo articolo, è l'oscillatore PWM autoscillante, nel quale il generatore di onde quadre, il modulatore della durata degli impulsi e lo stadio finale, sono tutti combinati tra loro. Il circuito , come si vede, è in pratica una sorta di generatore di onde quadre modulato in ampiezza. Tale concetto basilare porta un progetto notevolmente semplificato.

Concetto di base

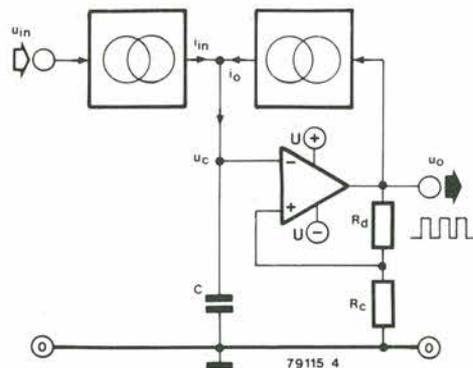
Il circuito fondamentale di generatore di segnali quadri modulato ad impulsi che può essere impiegato per l'applicazione detta, è mostrato nella figura 2a. All'uscita vi é un'onda quadra simmetrica u_o, che fluttua tra i valori $+U$ e $-U$.
La forma d'onda è mostrata in tutti i suoi dettagli nella figura 2b, nella quale si vede anche la tensione presente sul condensatore C. Il duty-cycle, δ, dell'onda quadra, è definito dal tempo in cui u_o è "alto" rispetto al tempo in cui u_o è "basso", come dire T1/T2. Si vede che il duty-cycle dipende dal valore della tensione analogica all'ingresso u_{in}; quindi:

$$\delta = \frac{\ln \dfrac{a \cdot u_{in} + b}{a \cdot u_{in} + c}}{\ln \dfrac{a \cdot u_{in} + b}{a \cdot u_{in} + c} + \ln \dfrac{a \cdot u_{in} - b}{a \cdot u_{in} - c}}$$

dove: $a = \dfrac{R_b}{R_a + R_b} \cdot \dfrac{1}{U}$;

$$b = \frac{R_a}{R_a + R_b} + \frac{R_c}{R_c + R_d}$$

$$c = \frac{R_a}{R_a + R_b} - \frac{R_c}{R_c + R_d}$$

In = il logaritmo naturale di x.
Sfortunatamente, noi consideriamo che il duty-cycle vari linearmente con la tensione d'ingresso, u_{in}, e purtroppo non è il caso con tutti questi logaritmi impegnati nell'equazione. Tuttavia vi è un trucchetto" che rende possibile ottenere i risultati previsti. Se R_d è dimensionata in modo che sia più grande di R_c, $\dfrac{R_c}{R_c + R_d}$ diviene talmente limitato che b e c sono identici per tutte le funzioni, e tutti quei numeri dei quali possiamo ricavare il logaritmo naturale, possono essere considerati come uguali ad 1. I logaritmi quindi possono essere approssimati con una buona precisione in forma non-logaritmica. Omettendo tutti i calcoli intermedi, giungiamo al risultato seguente:

$$\delta = -\frac{R_b}{2 \cdot R_a \cdot U} u_{in} + {}^1/_2 \; (R_d \geqslant R_c)$$

Ciò è precisamente ciò che desideriamo: il duty-cycle è linearmente proporzionale alla tensione d'ingresso. In più è evidente che il duty-cycle è uguale a metà del tempo complessivo (50%) quando il segnale all'ingresso è 0.

Circuito pratico

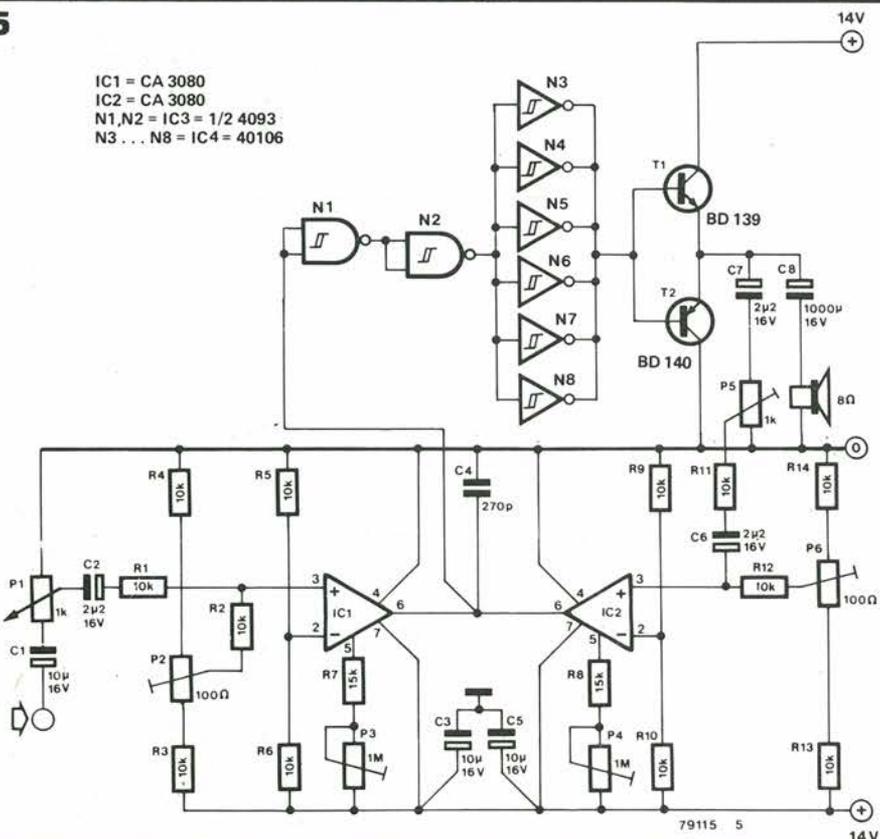
Nei laboratori di Elektor si è cercato di tradurre i concetti espressi in precedenza, sulla carta molto attraenti, in pratica. Il primo risultato dei tentativi è riportato nella figura 3. Lo stadio amplificatore/comparatore dello schema a blocchi è formato dagli invertitori CMOS numerati da N3 ad N8 e dai transistor.
Gli invertitori sono connessi in parallelo per assicurare una corrente di base sufficiente per i transistori. C3 è l'equivalente del condensatore C nella figura 2. La reazione negativa è applicata tramite R2; R1 corrisponde a R_a. La reazione positiva, che nella figura 2 era realizzata tramite R_c ed R_d, a prima vista non la si vede, nel circuito di figura 3, tutavia è ben presente. A causa del ritardo introdotto dalle gates CMOS, il circuito oscilla nello stesso modo di un oscilloscopio convenzionale CMOS.
Il duty-cycle della forma d'onda d'uscita è regolato al 50% tramite P2 (con l'ingresso posto in corto).
Una realizzazione sperimentale su plastica forata del circuito visto, ha funzionato in modo soddisfacente, ma senza l'altoparlante. In queste condizioni (su carico resistivo) si è misurata una distorsione del 2% con un segnale audio all'ingresso pari a 6 V_{pp}. Tuttavia, una volta che il tutto è stato collegato all'altoparlante, la distorsione è salita di colpo all'inaccettabile valore del 40%.

Sorgenti di corrente

Un miglioramento nelle prestazioni del circuito, possono essere attese se R_a ed R_b della figura 2 sono sostituite da sorgenti di corrente controllate (figura 4). Il condensatore C è in tal modo caricato e scaricato da intensità che possono essere stimate come costanti per la durata di ciascun ciclo di commutazione. Nel complesso, la corrente i_{in} è direttamente proporzionale alla tensione d'ingresso u_{in}. La corrente d'uscita, i_o, è proporzionale alla tensione quadra asimmetrica di uscita, u_o. Quando u_o è alta, i_o è uguale ad I, e quando u_p è bassa, i_o è uguale a $-I$. Si può dire che il duty-cycle, δ, del segnale in uscita è proporzionale alla tensione d'ingresso, u_{in}. Ciò è vero in senso assoluto, e non in via di approssimazione.
Quindi:

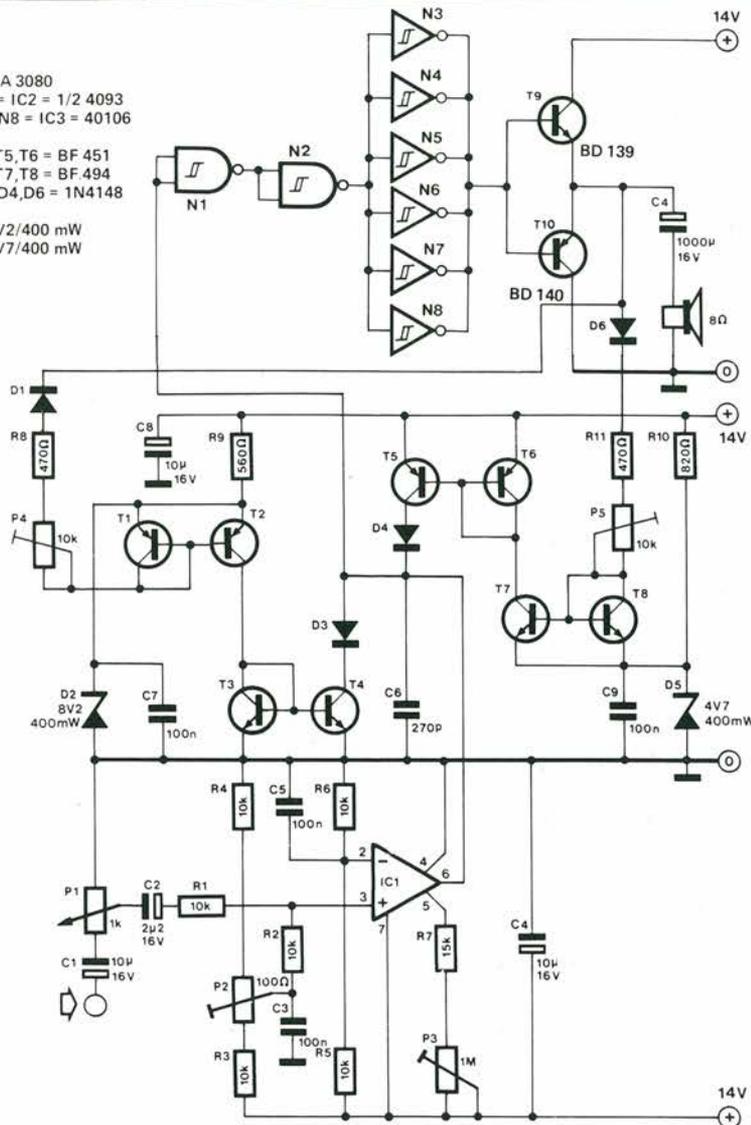
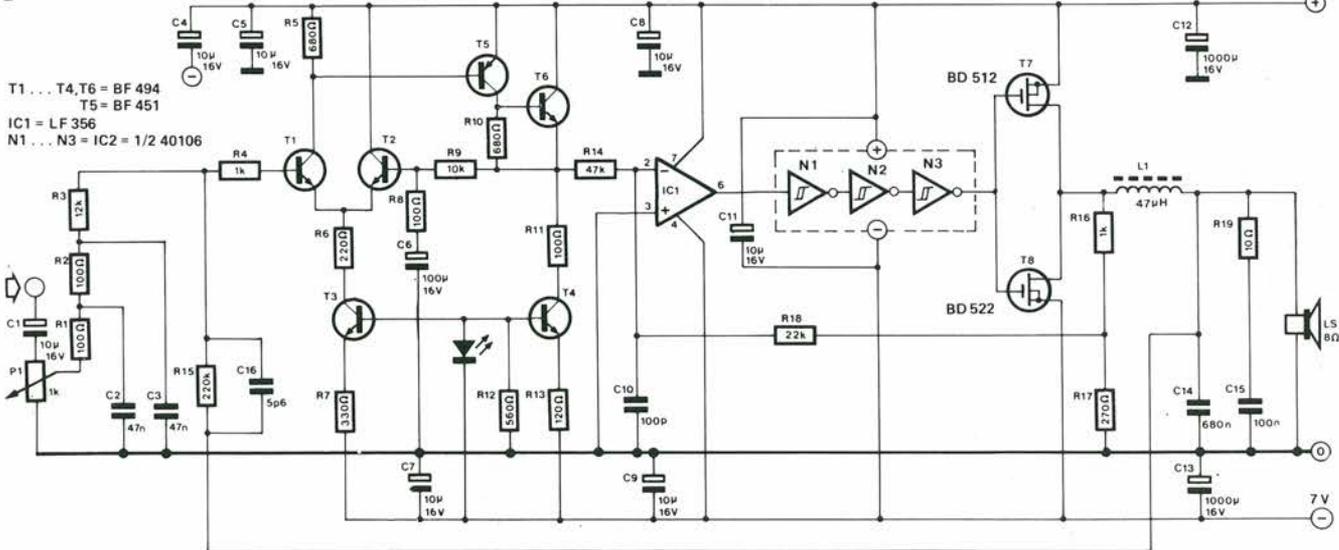
$$\delta = \frac{1}{2 \cdot 1} \cdot i_{in} + {}^1/_2$$

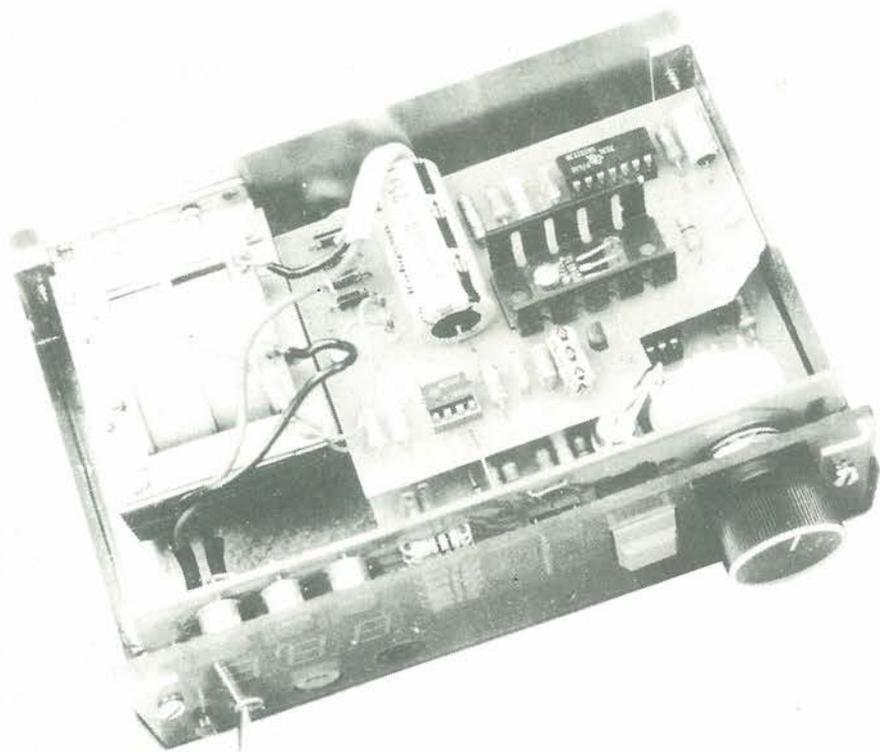
Una sorgente di intensità controllata impiegabile, è l'amplificatore operazionale a transconduttanza (OTA). Si tratta di uno speciale op-amp che produce una corrente d'uscita proporzionale alla tensione d'ingresso. L'impedenza d'uscita dell'amplificatore operazionale è quindi la più alta possibile, in contrasto con la normale situazione che richiede che sia la più bassa possibile. Come però risulta dalla figura 5, l'impiego di sorgenti di intensità controllata in tensione, complica considerevolmente il progetto del circuito di base. Per far funzionare in modo soddisfacente gli OTA, serve un certo numero di resistenze supplettive. Il circuito deve essere regolato come segue: all'inizio IC1 è staccato dal resto del circuito, e la frequenza di commutazione (all'incirca 100 Hz) è regolata per mezzo del P4. In seguito, il duty-cycle è portato esattamente al 50% tramite P6. P5 è regolato in modo tale che IC2 non possa essere sovraccaricato. IC1, a questo punto è collegato al circuito e P3 sarà aggiustato in modo da stabilire la corrente d'uscita dell'OTA. La distorsione appare minimizzata allorché si regola P3 per la corrente più bassa alla quale il circuito continua a funzionare regolarmente. Al termine, il duty-cycle della for-

ma d'onda commutatrice è raggiustato al 50%. Sfortunatamente, tutte le misure prese, sembra che non abbiano valso la pena di essere adottate, visto che la distorsione sotto carico del circuito ha continuato ad essere dell'ordine del 30% (sebbene in assenza di carico il valore fosse appena dello 0,5% circa), quindi l'attenzione si è rivolta altrove.

Overshoot

Una causa sospetta dell'enorme distorsione del circuito amplificatore esaminato è stata l'overshoot, ovvero il superamento del fronte dell'onda quadra rispetto al normale stimato, causata dall'induttanza dell'altoparlante. IC2, verificandosi ciò, non può lavorare bene con i risultanti "picchi" di tensione, che nella parte negativa della forma d'onda superano il valore di 0 V.
Per questa ragione si è studiato un circuito nel quale IC2 è stato sostituito con una "doppia sorgente d'intensità", realizzata con parti discrete ed atta a scaricare il condensatore nel caso che l'onda quadra scenda al di sotto dello zero.
Come si vede nella figura 6, ne è risultato un circuito abbastanza complesso. La funzione del condensatore C nello schema di figura 2 qui si somma a C6. La sorgente d'intensità che scarica questo condensatore è formata dai transitori da T1 a T4. La procedura di regolazione è rimasta molto simile a quella del circuito precedente.
IC1 all'inzio non deve essere connesso al circuito, e la frequenza ed il duty-cycle sono regolati tramite P4 e P5. La frequenza è variata regolando la posizione di P4 e P5, nello stesso tempo, il duty-cycle è variato tramite la regolazione del P4 nei confronti del P5. P2 e P3 sono regolati come è stato detto per lo schema precedente.
Il circuito così modificato ha dimostrato una distorsione di circa il 5% sotto carico, un notevole miglioramento se si considerano le prestazioni dei precedenti schemi. Logicamente, il circuito è rimasto tipicamente "di laboratorio" e le prestazioni alla fin fine non sembrano giustificare il gran lavoro effettuato. Tuttavia, ciò che conta, è la possibilità dimostrata di poter utilizzare il principio, che offre delle interessanti possibilità.

L'impiego dei V-FET

Come ultima nota, la figura 7 mostra i risultati di un successivo studio, che ha previsto la conversione dello stadio d'uscita da bipolare, con transistori usuali, a V-FET. Questi ultimi sono ovviamente in grado di fornire una miglior velocità di commutazione. Il condensatore C del circuito-base, in questo circuito diviene C10. Si è adottata l'alimentazione simmetrica (con + e − 7V), mentre l'idea di utilizzare le sorgenti d'intensità controllata, è stata messa da parte. È ovviamente previsto uno stadio amplificatore formato da componenti discreti, posto tra l'ingresso e C10. La distorsione provocata dalla rinuncia alle sorgenti d'intensità costante è eliminata per lo più impiegando una reazione negativa che circola nell'intero dispositivo (tramite R15). Il filtro passabasso alla critica uscita è formato dalla bobina L1 e dal condensatore C14. Un sistema RC toglie ogni componente ad alta frequenza all'ingresso dei segnali.
I risultati offerti dal circuito che si vede (da considerarsi molto sperimentale) sono incoraggianti: il parametro distorsione è contenuto approssimativamente nello 0,4%, ed è ottenuto con una potenza d'uscita di circa 1W. È ovvio che vi è una notevole sproporzione tra la potenza ricavata e la complessità del circuito.
Tuttavia, le prospettive offerte dal tipo di funzionamento sembrano sufficientemente buone per giustificare ulteriori ricerche su altri amplificatori basati sul medesimo principio di lavoro. ◼

il "digifarad"

Misuratore digitale della capacità

Considerando il fatto che molti tipi di condensatori (specialmente gli elettrolitici) hanno un'ampia tolleranza (il 20% è comune), è normale poter desiderare di misurare le capacità rapidamente, con un grado di precisione ragionevole (ad esempio quando s'intende realizzare un timer di precisione, stabilire la costante di tempo di vari circuiti RC ecc.). logicamente, il capacimetro mette in grado di misurare il valore di tutti quei condensatori non marcati che ciascuno conserva nel cassetto delle scorte di materiali, e di provare quelli che si presentano come "sospetti" di guasto potenziale; in sostanza, si tratta di un'aggiunta utilissima a qualunque gruppo di strumenti disponibile, di qualunque marca.
Il circuito descritto offre il vantaggio d'impiegare un display digitale, ha una gamma a cinque decadi, può misurare valori a 1 nF a 9.999 μF, ed ha una precisione di circa il 2%.

J. Guther

La gamma degli strumenti digitali diviene sempre più estesa
Si misurano comunemente e si leggono sui display, tensioni, correnti, frequenze, resistenze, temperature. La misura digitale, ormai, non è più tipicamente "professionale", ma anche gli sperimentatori stanno accostandosi sempre più al digitale (si veda, ad esempio, l'"indicatore digitale universale" di Elektor, novembre 1979). È quindi tempo di aggiungere agli altri apparecchi un misuratore digitale della capacità: il "digifarad".
Lo schema a blocchi del "digifarad" è mostrato nella figura 1. C_x rappresenta la capacità incognita che si deve misurare.
Premendo il pulsante di "start" (inizio lavoro) si ha la chiusura momentanea dell'interruttore elettronico ES, cosicché C_x si carica ad un dato valore di tensione (U_c). Quando ES si riapre, C_x è caricato da una sorgente d'intensità costante (I), con il risultato che la tensione sul C_x cala in modo lineare. Non essendovi fattori parassitari, la lunghezza della scarica è quindi determinata dal valore del C_x. L tensione ai capi del condensatore è tenuta sotto controllo da un comparatore a finestra, formato da due amplificatori operazionali e da un flip-flop del tipo set/reset. Per il periodo che U_c rimane tra i valori di riferimento alto e basso (U1 e U2) della "finstra", l'uscita del comparatore è bassa.
Ciò abilita un contatore a tre cifre, che inizia a contare il numero d'impulsi che proviene da un generatore di clock.
Quindi, più grande è la capacità del C_x, più è lungo il tempo impiegato dalla U_c per scendere al valore più basso della tensione di soglia del comparatore a finestra, e più sono gli impulsi contati dal sistema digitale.
Infine, regolando la corrente costante, I, è possibile misurare in tal modo condensatori dal valore completamente diverso.
Lo schema elettrico completo del digifarad appare nella figura 2, ed un diagramma dell'andamento degli impulsi appare nella figura 3. L'ultimo detto non solo è utile nel caso (sfortunato) che vi sia la necessità di riparare lo strumento, ma è di grande aiuto per comprendere l'esposizione del funzionamento del circuito.
Le varie forme d'onda (da A ad I) sono state rilevate nei punti corrispondenti del circuito.
Non è troppo difficile porre in relazione lo schema a blocchi di figurá 1 con lo schema elettrico completo di figura 2. La sorgente d'intensità costante, I, è formata dall'amplificatore operazionale A1 e dal transistore T1. L'ampiezza della corrente è determinata dalla posizione del commutatore di gamma, S1 (vedi tabella 1). L'amplificatore operazionale varia la corrente che attraversa T1 e la resistenza della gamma di misura scelta, in modo da assicurare che la tensione all'ingresso invertente sia sempre la stessa così come la tensione fissa di riferimento applicata all'ingresso non-invertente.
L'interruttore elettronico ES, consiste del transistore T2, che è azionato tramite il pulsante d'inizio S2, ed il flip-flop N3/N4.
La tensione che appare sul C_x attraversa lo stadio separatore A2, ed è portata al comparatore a finestra che è formato da A3 ed A4, da N1, N2, C1, C2, R18, e da R19; il tutto forma un flip-flop del tipo set-reset, che è sottoposto a trigger dalla mutazione di stato all'uscita del comparatore.
Quando C_x è completamente carico, le uscite di A3 e di A4 sono ambedue alte.

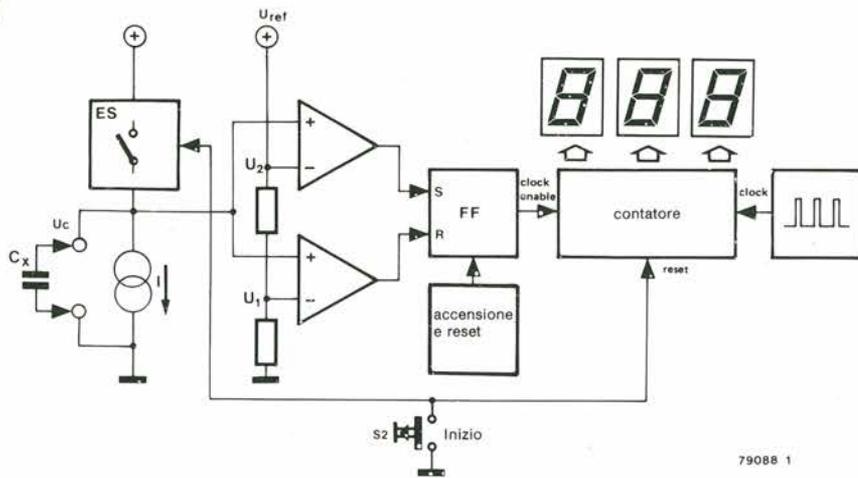



Figura 1. Schema a blocchi del capacimetro digitale. La capacità ignota, Cx, è scaricata tramite una corrente costante. La lunghezza del periodo di scarica dà luogo ad un proporzionale periodo di conteggio degli impulsi.

Quando però la tensione ai capi del C_x raggiunge la soglia superiore della "finestra" (come dire che la tensione all'ingresso non invertente di A2 cade ad un valore più piccolo di quello dell'ingresso invertente) l'uscita di A2 diviene bassa, con il risultato che l'uscita di N2 diviene a sua volta bassa, abilitando al funzionamento il contatore.
Mentre la capacità sconosciuta continua a scaricarsi, la tensione sul C_x raggiunge la soglia più bassa della finestra, al che l'uscita di A4 diviene bassa, portando l'uscita di N2 al valore alto e bloccando di conseguenza il conteggio. Oltre a porre in conduzione il T2, il secondo flip-flop formato da N3 ed N4 provvede al reset ed al blocco del conteggio. Il display è interdetto durante il ciclo di conteggio per ottenere una lettura stabile. R20, C3 ed i due diodi D1 e D2, assicurano che i due flip flop assumano lo stato corretto una volta azionato l'interruttore generale.
Il segnale di clock per il contatore è erogato da un timer 555 (IC3), connesso come multivibratore astabile. Il contatore è in IC singolo, del tipo 64C928. Questo svolge la decodifica per i sette segmenti e pilota i tre display LED tramite i transistori da T4 a T6. I display sono del tipo a catodo comune (per esempio il modello HP 5082-7760, oppure DL 704 ecc.).
Per il circuito, servono in tutto quattro tensioni d'alimentazione: prima di tutto il riferimento (U_{ref}) ed i valori di alimentazione veri e propri, 16V, 12V e 5V. La soluzione ovvia per ricavare tutto ciò è impiegare degli IC: un regolatore a tre terminali (IC5) si prende cura di erogare i 12V, ed un circuito "tipico" che usa il noto 723 (IC4, T3) fornisce tutte le altre tensioni, compresa quella di riferimento.

La realizzazione

Ancora una volta, i circuiti stampati (reperibili attraverso il servizio EPS di Elektor) riducono i problemi costruttivi al minimo. Ogni parte, meno il trasformatore d'alimentazione, è montata su questi pannelli, dall'alimentazione, al display. Per meglio comprendere le funzioni, s'impiegano tre basette, invece di una. La basetta display (figura 4c) è montata dietro al pannello frontale dello strumento, e le altre due (figura 4a e 4b) sono riunite tramite spaziatori in una configurazione a "tramezzino", poi sono montate dietro al pannello display.
Il pannello display, comprende gli enumeratori, com'è ovvio.
In più monta anche IC6, le resistenze da R31 a 37, gli interruttori S1, S2 ed S3, ed in più l'indicatore di acceso-spento D8 e le prese del tipo "a banda" per il condensatore dal valore ignoto C_x. La parte sopra del "tramezzino" (figura 4b) è utilizzata per raggruppare il circuito d'alimentazione (meno IC5) ed il generatore di clock IC3. Infine la parte inferiore del "tramezzino", cioè il pannello sottostante (figura 4a) raggruppa tutto il resto del circuito. Non vi preoccupate: ci sta tutto. Le interconnessioni tra i vari pannelli sono chiaramente marcate tramite frecce diagonali.

Note finali

Il capacimetro è facile da impiegare come un multimetro; lo si accende tramite S3, si sele-

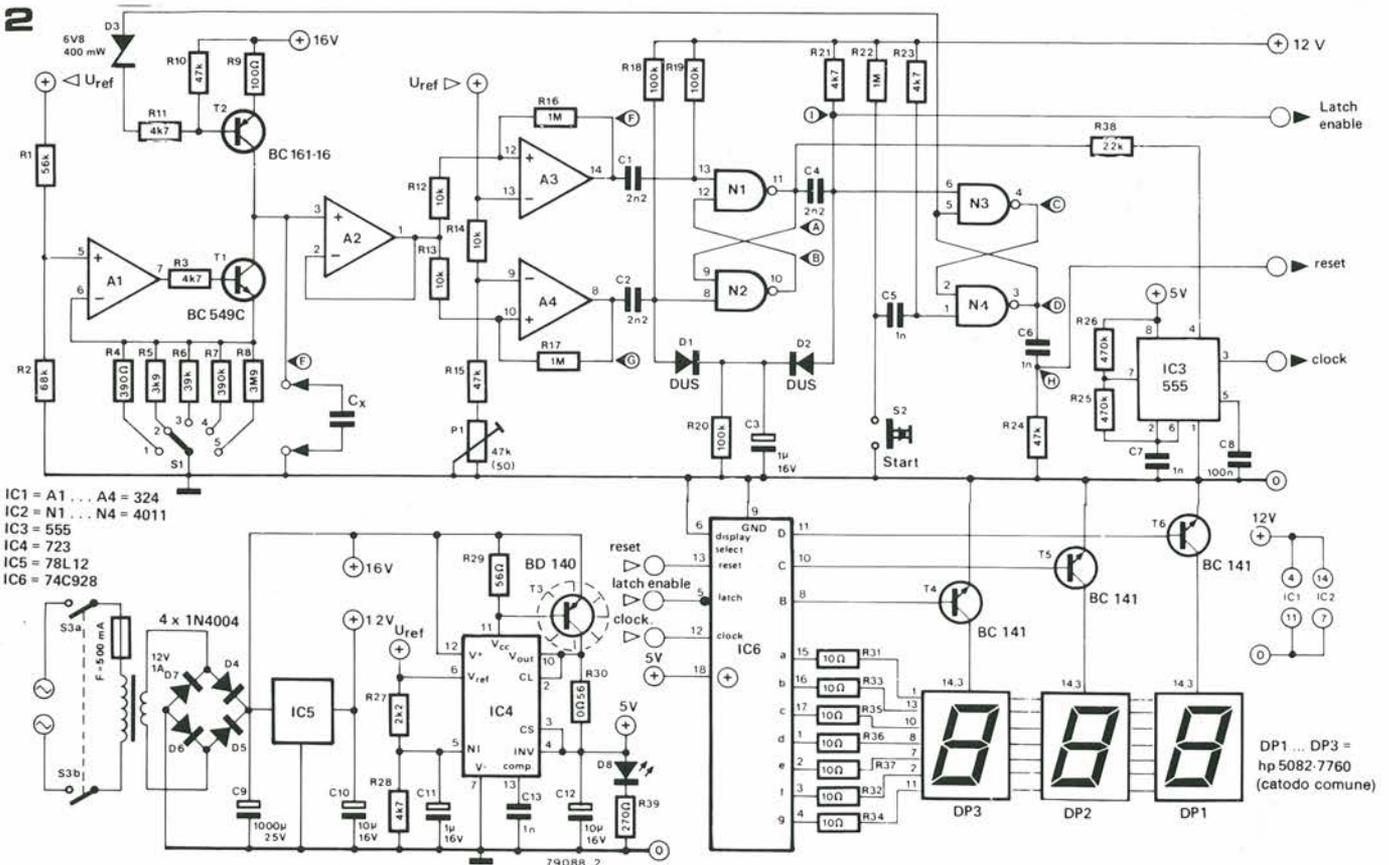



Figura 2. Schema elettrico completo. S'impiegano dei display con il catodo comune.

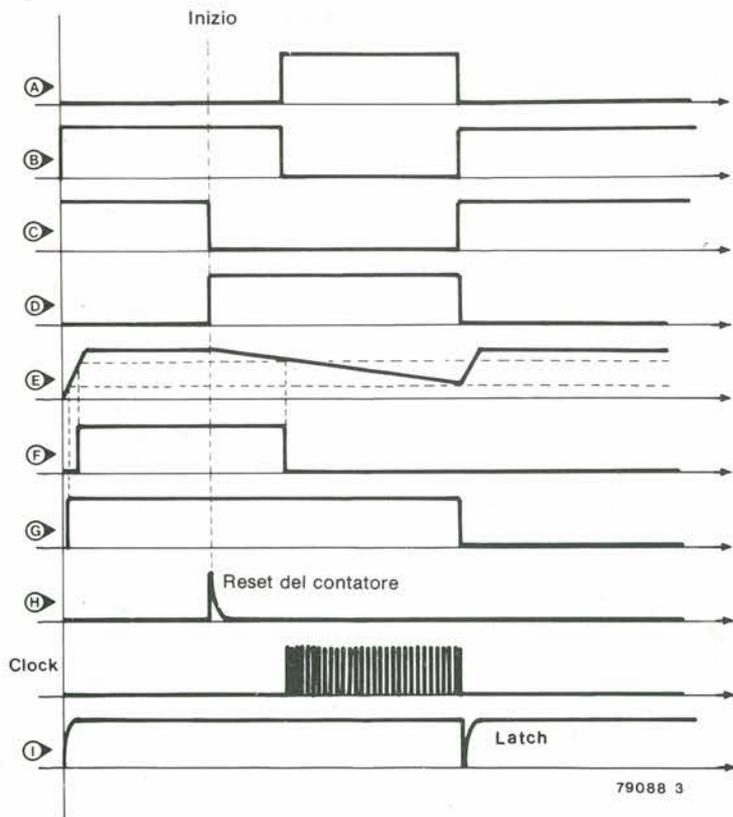



Figura 3. In questo diagramma degli impulsi, le lettere da A ad I sono riferite ai corrispondenti del circuito di figura 2.

4a

Elenco componenti

Resistenze:
R1 = 56 k
R2 = 68 k
R3,R11,R21,R23,R28 = 4k7
R4 = 390 Ω
R5 = 3k9
R6 = 39 k
R7 = 390 k
R8 = 3M9
R9 = 100 Ω
R10,R15,R24 = 4k7
R12,R13,R14 = 10 k
R16,R17,R22 = 1 M
R18,R19,R20 = 100 k
R25,R26 = 470 k
R27 = 2k2
R29 = 56 Ω
R30 = 0.56 Ω
R31 . . . R37 = 10 Ω (vedi testo)
R38 = 22 k
R39 = 270
P1 = 47 k trimmer

Condensatori:
C1,C2,C4 = 2n2
C3,C11 = 1 μ/16 V
C5,C6,C7,C13 = 1 n
C8 = 100 n
C9 = 1000 μ/25 V
C10 = 10 μ/16 V
C12 = 10 μ/6 V

Semiconduttori:
IC1 = 324
IC2 = 4011
IC3 = 555
IC4 = 723 (DIL)
IC5 = 78L12
IC6 = 74C928
T1 = BC 109C, BC 549C, o equiv.
T2 = BC 161-16
T3 = BD 140 (con radiatore!)
T4,T5,T6 = BC 141
D1,D2 = DUS
D3 = 6V3/400 mW diodo zener
D4 . . . D7 = 1N4004
D8 = LED
DP1 . . . DP3 = display a 7 segmenti con catodo comune e.g. HP 5082-7760

Varie:
S1 = commutatore 5 vie una posizione
S2 = pulsante
S3 = interruttore di rete doppio
Tr = trasformatore d'alimentazione da 12V/1A (vedi testo)
fusibile lento da 500 mA

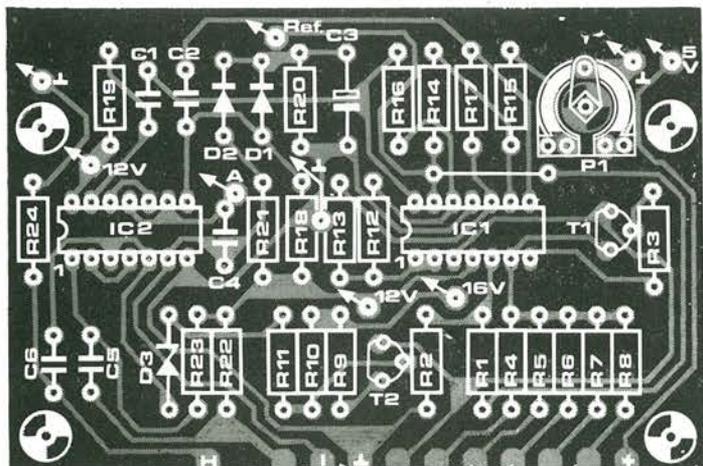
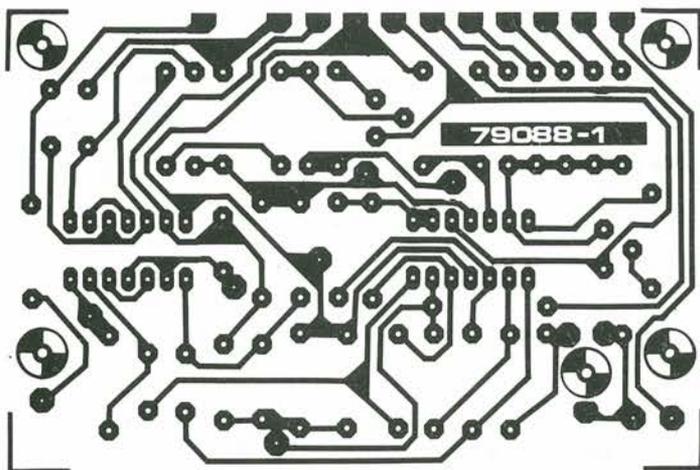
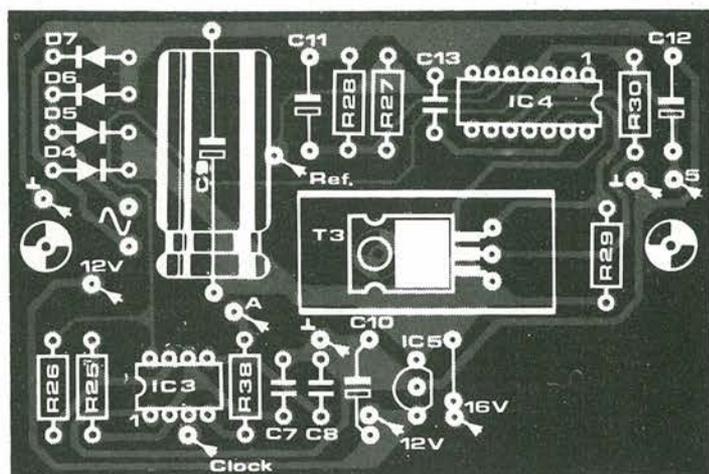
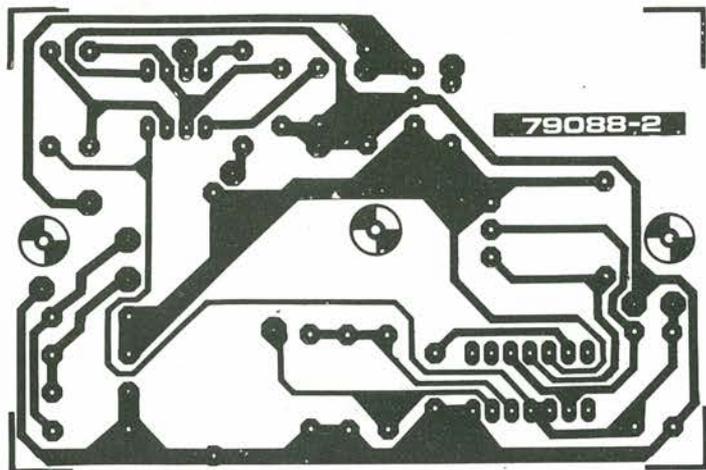
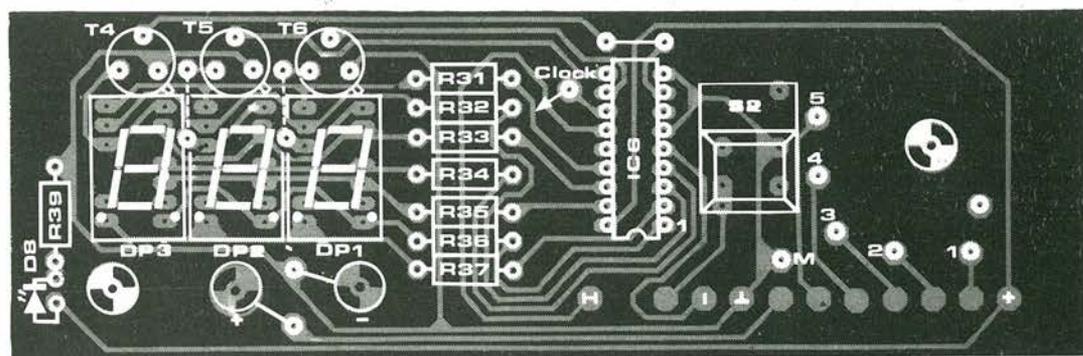
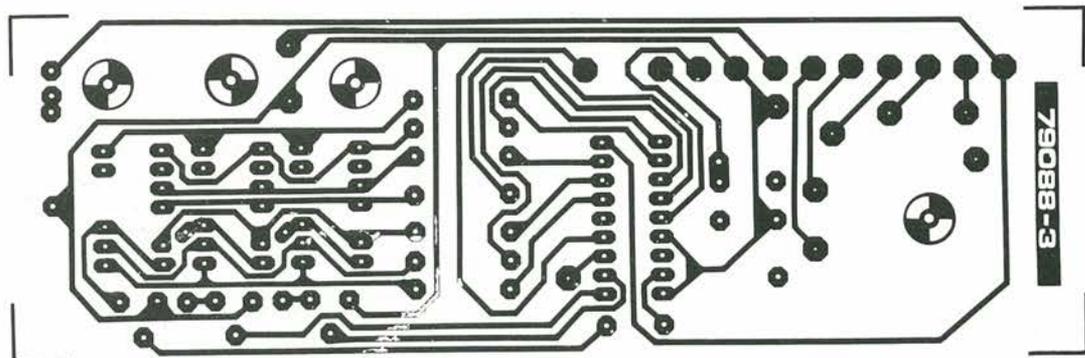



Tabella 1.

S1 posizione	corrente I	misure gamma	fattore di moltiplicazione della scala
1	1 μA	999 nF	1 nF
2	10 μA	9.99 μF	0.01 μF
3	100 μA	99.9 μA	0.1 μF
4	1 mA	999 μA	1 μF
5	10 mA	9.99 mF	10 μF

4b

ziona la gamma di misura preferita tramite S1, si collega il condensatore ignoto, si preme il pulsante di avvio (S2) e si guarda il risultato che appare sul display. Le gamme di misura sono indicate nell'apposita tavola; la corrente I, indicata nella tavola, è la intensità costante impiegata per scaricare C_x.

Se il valore di capacità è completamente ignoto, è una buona idea iniziare dalla gamma di misura più alta (posizione 5), quindi ridurre le portate una dopo l'altra sino ad ottenere una misura utilizzabile.

Il circuito comprende solamente un punto di calibrazione indicato come il potenziometro semifisso P1.

La calibrazione va seguita con l'aiuto di un condensatore dalla tolleranza minima, dai valore noto. Diversi condensatori a mica, ad esempio, hanno una tolleranza tipica dell'1%.

Una nota finale. Se si pensa che un trasformatore da 12V/1A sia ritenuto troppo pesante, o se si ha a disposizione un trasformatore più piccolo, le resistenze da R13 a R37 possono essere modificate come si preferisce. Se l'indicazione del display sembra accettabile anche se un po' meno brillante del normale, il valore di queste resistenze può essere aumentato a 22 Ω; in tal caso, un trasformatore da 12V a $^1/_2$ A va altrettanto bene.

4c

Figura 4. I tre circuiti stampati che servono per il montaggio. La basetta principale (figura 4a) e la basetta del clock e dell'alimentazione (figura 4b) andranno sovrapposte e raggruppate impiegando degli spaziatori. In seguito saranno connesse alla basetta del display (figura 4c) che sarà montata direttamente dietro al pannello dello strumento.

rivelatore a prossimità

Vi sono diversi metodi per scoprire la presenza di una persona in un dato locale; per esempio, si possono impiegare gli effetti Doppler ricavabili sia dagli ultrasuoni che dalle microonde, un metodo usato sovente negli impianti antifurto. Il sistema adottato nell'apparecchio qui descritto è diverso; si basa sul fatto che una persona che si muove in un vano, altera la geometria e l'intensità del campo elettrico che inevitabilmente esiste.Il circuito rivela i cambiamenti nel campo, è produce un allarme acustico.

I campi elettrici, naturali e artificiali, sono presenti dappertutto. La loro geometria e la realtiva intensità, sono influenzate dalla presenza di oggetti, in particolare dai conduttori immersi nel campo, ma in una situazione statica, come dire senza oggetti in movimento, si ha una mappa che appare in lenta evoluzione, con dei cambiamenti che avvengono nel giro di ore.
Se un oggetto conduttore dalle grandi dimensioni, come ad esempio il corpo umano, si muove attraverso il campo elettrico, la mappa ne viene distorta. Ciò si deve alle cariche elettriche generate dalle stoffe dei vestiti e ad altri fenomeni generatori di variazioni nel campo. In una stanza che abbia il pavimento rivestito da tappeti, specie di produzione artigianale, i mutamenti sono ancora più pronunciati.
Un campo elettrico può essere tenuto sotto controllo tramite un elettrodo sensore collegato all'ingresso di un amplificatore che abbia lo stesso ad alta impedenza. L'elettrodo assume un potenziale che dipende dall'intensità del campo nel punto in cui si trova. Le mutazioni nell'intensità di campo, possono essere rivelate molto facilmente, con l'impiego di un comparatore analogico.
Se l'uscita dell'elettrodo sensore amplificato è collegata ad un ingresso del comparatore, il valore che è presente in questo punto consiste del normale campo elettrico più la tensione mutante dovuta ad ogni variazione, che è sovrapposta a quella base. Ove il medesimo valore sia applicato ad un secondo ingresso del comparatore tramite un filtro passabasso che abbia una frequenza di taglio molto limitata (~ 0,2 Hz), il segnale che apparirà su quest'altro consisterà solo della tensione provocata dalle componenti statiche del campo elettrico. L'ingresso può seguire le mutazioni lente causate dalle variazioni naturali del campo, che si sviluppano in un lungo periodo di tempo, non è influenzato dai mutamenti in tensione che si debbono, per esempio, ad un oggetto che si muove nell'ambiente. Di conseguenza, la tensione al secondo ingresso del comparatore può fungere da riferimento nei confronti di ciò che vi è da misurare nei cambiamenti rapidi nel campo.
Normalmente, la tensione ai due ingressi del comparatore sarà identica, ma se il campo muta, muta anche la tensione al primo ingresso, e di conseguenza si riscontrerà una variazione all'uscita, che cambierà di stato.
Prima di poter realizzare con questo principio un rivelatore a prossimità, vi sono due problemi da risolvere. Il primo è causato dal campo elettromagnetico alternato a 50 Hz che è invariabilmente attivo in qualsiasi costruzione che utilizza un impianto elettrico di rete formato da fili, e che il sensore "vede" come una sorta di rapida mutazione nell'intensità. Questo problema può essere annullato impiegando un ulteriore filtro passabasso adatto ad eliminare la componente a 50 Hz dal segnale rilevato dal sensore a forma di placca.
La frequenza di taglio del filtro (1,8 Hz) è scelta in modo tale che la spuria a 50 Hz sia soppressa, ma rimane abbastanza alta per lasciar passare le mutazioni più lente del valore causate dai movimenti nell'area che interessa.
Il secondo problema è che l'amplificatore collegato alla placca-sensore ha una elevata impedenza d'ingresso (non è possibile il contrario, per la rivelazione dei campi elettrici) ed allora le tensioni accumolate sul sensore non si scaricano rapidamene. In tal modo, il sensore si caricherebbe rapidamente alla tensione più elevata presente, poi non registrerebbe più alcun calo nel valore.

1

non affrancare

Francatura a carico del destinatario da addebitarsi sul conto di credito n. 5368 presso l'ufficio postale di Cinisello Balsamo (Aut. Dir. Prov. PT di Milano n. D/179 322 del 15-10-74).

SERVIZIO CIRCUITI STAMPATI E SOFTWARE

GBC Italiana s.p.a.

Divisione EPS/ESS Elektor

Casella Postale 3988

20100 Milano

Nome

Cognome

Via

Città C.A.P.

Data Firma

Codice Fiscale (indispensabile per le aziende)

Inviatemi direttamente o tramite il punto di vendita GBC a me più vicino i seguenti circuiti stampati.
Pagherò al postino l'importo indicato + spese di spedizione.

Termini di consegna: EPS 60 gg. dalla data di ricevimento dell'ordine.
ESS 90 gg. dalla data di ricevimento dell'ordine.

EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS
EPS	EPS	EPS	ESS

Figura 1. Schema a blocchi del rivelatore di prossimità.

Figura 2. Schema elettrico completo del rivelatore di prossimità.

Figura 3. Circuito stampato, lato rame e lato parti per il rivelatore di prossimità (EPS 9974).

Il problema può essere risolto tramite la scarica periodica della placca-sensore ottenuta per via di un interruttore (elettronico). Per evitare che sopravvengano dei segnali spuri causati dal battimento della tensione di rete a 50 Hz con il segnale che controlla l'interruttore di scarica, è essenziale che il sensore sia scaricato in sincrono con la frequena di rete. Ciò si ottiene molto facilmente avendo un segnale a 50 Hz che controlla l'interruttore.

Schema a blocchi

La figura 1 mostra lo schema a blocchi dell'allarme a prossimità.

La placca-sensore è collegata all'ingresso di un amplificatore-separatore ad alta impedenza d'ingresso.

Questo, è seguito da un filtro passa-basso, che consiste di due sezioni. La prima è il filtro a 50 Hz; l'uscita di questo settore precede il primo ingresso del comparatore, ovvero l'ingresso considdetto di "segnale". Una seconda sezione del filtro, munita di una frequenza di taglio più bassa, precede il secondo ingresso del comparatore: quello "di riferimento".

Il valore che giunge al primo ingresso del camparatore, quello del "segnale" è quindi costituito dalla tensione totale ricavata dalla placca-sensore, ovvero dal livello statico più qualunque variazione causata dagli oggetti che si muovono nel campo, mentre solo la tensione di riferimento (praticamente invariabile) può attraversare la seconda sezione del filtro per giungere all'ingresso di riferimento del comparatore.

All'uscita del comparatore sono connessi due multivibratori monostabili, uno dei quali soggetto al trigger positivo, e l'altro al trigger negativo, cosicché sia possibile rivelare sia le transizioni positive che quelle negative, all'uscita del comparatore. Le uscite di due monostabili s'impiegano per controllare un multivibratore astabile, che pilota un altoparlante che dà l'allame. Impiegando l'uscita del comparatore per la modulazione in frequenza del segnale dell'astabile, si ottiene un segnale acustico a due toni, e le frequenze dipendono dallo stato dell'uscita del comparatore; alto o basso.

Il circuito completo

Il circuito completo del rivelatore a prossimità appare nella figura 2. Il sensore (placca) è connesso al gate del T1, che è un FET collegato con l'uscita su source.

Questo stadio ha un'impedenza d'ingresso estremamente alta, così come una bassa impedenza d'uscita. Il guadagno che si ottiene è leggermente più piccolo di uno. Le resistenze da R3 a R7, ed i condensatori uniti, formano il filtro passabasso che elimina il segnale a 50 Hz. L'uscita di questo filtro perviene all'ingresso non invertente del comparatore, un amplificatore operazionale 741, in pratica, tramite R9 e C7. La sezione passabasso del filtro, che ha una costante di tempo molto prolungata (R8 · C6 all'incirca 800 ms) lascia passare solo le variazioni di campo lentissime che formano la tensione applicata all'uscita invertente dell'IC1.

Per ottenere una commutazione netta dell'uscita del comparatore, s'introduce un piccolo grado d'isteresi applicando una reazione positiva ad uno degli ingressi offset tramite R10. Le transizioni con andamento negativo dell'uscita del comparatore portano al livello basso N1 tramite C8. In tal modo, l'uscita di N1 diviene alta e l'uscita di N2 diviene bassa.

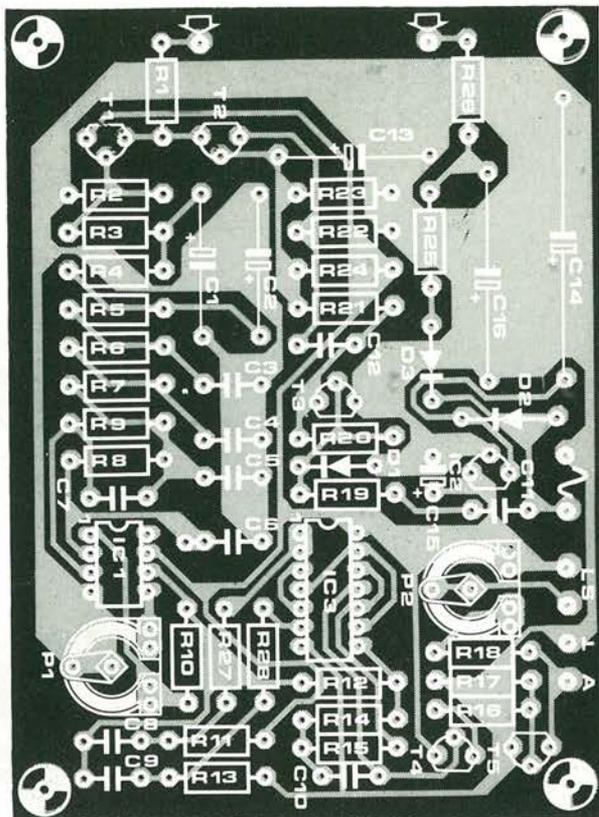
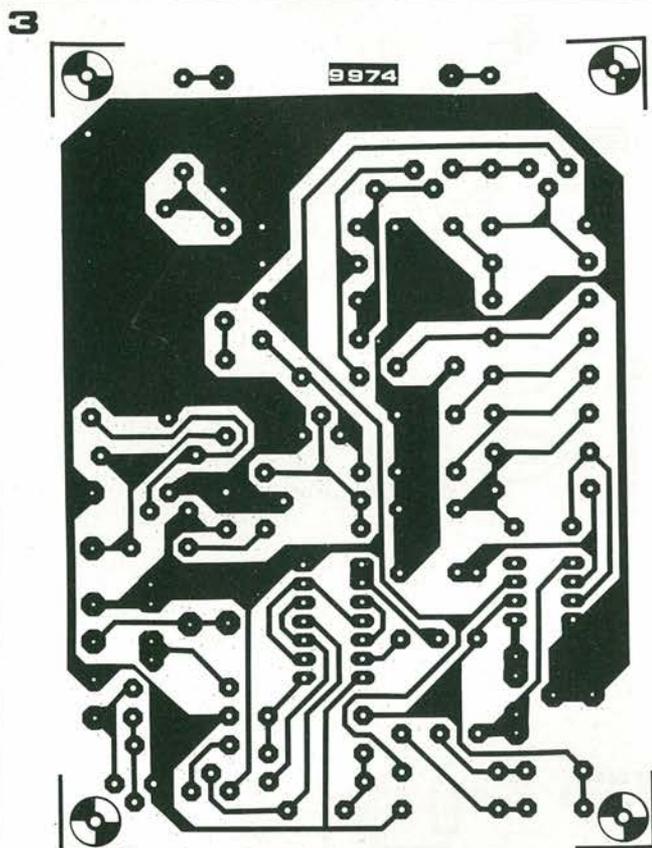
Le transizioni con andamento positivo dell'uscita del comparatore, portano l'ingresso di N2 al livello alto tramite C9, ed anche in questo caso l'uscita di N2 diviene bassa.

Il periodo di tempo in cui l'uscita di N2 rimane bassa, dipende dalla costante di tempo di C8 · R11 (oppure C9 · R13).

N3 ed N4 sono connesse in forma di multivibratore astabile, che pilota un piccolo amplificatore audio che impiega T4 e T5.

Quando l'uscita di N2 è bassa, il multivibratore può oscillare.

L'ingresso del multivibratore che proviene dal comparatore tramite R12, permette di far mutare la frequenza di lavoro del multivibratore stesso, in accordo con lo stato dell'uscita del comparatore: alta o bassa. Il sen-

3

Elenco componenti

Resistenze:
R1,R6,R14,R15,R22 = 100 k
R2 = 1k5
R3 = 3k3
R4,R21,R23,R24,R27,R28 = 10 k
R5 = 33 k
R7 = 330 k
R8,R9,R12,R20 = 1 M
R10 = 3M3
R11,R13 = 10 M
R16 = 2k2
R17,R25,R26 = 1 k
R18 = 330 Ω
R19 = 18 k
P1,P2 = 1 k trimmer

Condensatori:
C1,C13 = 10 μ/10 V
C2 = 2μ2/10 V
C3 = 680 n
C4 = 270 n
C5 = 82 n
C6 = 820 n
C8,C9 = 100 n
C10 = 4n7
C11 = 470 n
C12 = 1 n
C14 = 470 μ/25 V
C15 = 10 μ/16 V tantalio
C16 = 47 μ/25 V

Semiconduttori:
T1,T2 = BF 244A, BF 245A, BF 256A
T3 = BC 107A/B, BC 108B/C, BC 109B/C
T4,T5 = TUN
D1 = 1N4148, 1N914
D2,D3 = 1N4001
IC1 = 741
IC2 = N1 ... N4 = 4001
IC3 = 78L12

Varie:
trasformatore di rete da 15V o 18/V100 μA

sore a forma di placca è scaricato ogni 20 ms tramite il FET T2.
Il transitore T3 entra nello stato d'interdizione non appena il semiperiodo negativo di rete attraversa il livello di zero, cosicché T2 conduce brevemente e scarica il sensore.

Alimentazione

Il circuito è alimentato dalla rete tramite un trasformatore che eroga al secondario 15 oppure 18V, con una corrente di 100 mA o più grande.
La tensione al secondario è rettificata a mezza onda tramite D2, nonché filtrata dal C14 prima di essere applicata al regolatore IC a 12V. Al tempo stesso, il trasformatore d'alimentazione eroga il segnale a 50 Hz che commuta T3 e T2.
Per la massima sensibilità, la massa generale del circuito (piste e 0V) deve essere collegata ad un punto che sia a terra; per esempio al neutro della rete, o a un tubo dell'acquedotto. Se proprio non è possibile rintracciare una presa di terra nei pressi, sulla quale effettuare l'allacciamento, è possibile mettere in uso un sistema di "terra artificiale" consistente in un secondo elettrodo connesso al negativo come si vede nella figura 2. Se si può impiegare una "terra" vera e propria, R25, R26, C16 e D3 saranno omessi.

Realizzazione ed impiego

Il circuito stampato dell'apparecchio, lato rame e lato parti, appare nella figura 3. Tutti i componenti, ad eccezione dell'altoparlante e del trasformatore di rete vanno montati sul pannello. L'elettrodo, o gli elettrodi, possono essere ricavati da un foglio di lamierino di rame ritagliando elementi quadri, da 15 centimetri di lato.
Se s'impiegano due elettrodi, li si devono montare ad una distanza reciproca di circa un metro. La placca "sensore" deve essere ben isolata nei confronti di tutti gli oggetti circostanti. Probabilmente, il miglior metodo per montarla è subito fuori dalla scatola nella quale si ospita l'apparecchio, impiegando degli spaziatori in nylon.
Il sistema d'allarme deve funzionare immediatamente non appena è acceso, e le uniche regolazioni necessarie sono aggiustare il P1 per la migliore sensibilità, nonché il volume per l'ampiezza che serve tramite P2.
Anche se in origine il tutto fu concepito più che altro a scopi dimostrativi, per illustrare praticamente il principio, il circuito può essere usato per applicazioni pratiche, come antifurto, sempreché si tenga conto delle sue limitazioni. Il rivelatore di prossimità è meno incline a dare falsi allarmi dei sistemi Doppler sia ad ultrasuoni che a microonde, eccitabili da parte del piccolo movimento di una tenda o dalla vibrazione di una porta o del vetro di una finestra.
Tuttavia, anche questo circuito può essere eccitato erroneamente da variazioni nel campo provocate dall'accensione e dallo spegnimento di grosse apparecchiature elettriche.
Se quindi l'apparecchio deve essere utilizzato per proteggere dei locali non abitati, si deve mettere la massima cura nell'allontanarlo da quei dispositivi che si accendono e si mettono a riposo automaticamente, come dire i condizionatori d'aria, i frigoriferi e simili.
Per l'azionamento di allarmi esterni o altri circuiti sussidiari, si preleverà il segnale dal punto "A". Questo, normalmente, ha un valore logico "alto", ma durante l'azionamento dell'allarme acustico, muta dal livello alto a quello basso alla frequenza dell'allarme.

semplici effetti sonori

Nel laboratorio di Elektor, vi è un dipartimento effetti sonori, anche se è tanto ben nascosto che nessuno sa dove sia. Un'opinione abbastanza diffusa afferma che sia stato fondato durante la preparazione del party di Natale, a cura degli addetti, ma l'opinione è contrastata dalle considerazioni che : a) i rumori ottenuti sono molto naturali e b) non è possibile simularli per via elettronica! In Redazione, si associano i normali prodotti di questo settore agli urli raggelanti di un gatto torturato, a degli orrendi ululati, a tutto un assortimento di scoppiettii, di esplosioni, di fischi ecc. Talvolta, comunque, capita l'occasione che il misterioso dipartimento riesca a produrre dei suoni che sono abbastanza interessanti per pubblicare il metodo di ottenerli, il che prova che l'ufficio esiste, ed ecco allora l'ultimo elaborato.

Il progetto originale di questo ingegnosissimo generatore di effetti sonori inizialmente fu montato in un rack da 19 pollici, che però sfortunatamente tendeva a scaldarsi sino ad un livello d'allarme e non era assolutamente portatile. Successive ricerche condussero al circuito che segue e che impiega solamente due IC CMOS ed è molto economico da realizzare. Nonostante le sue minime dimensioni, l'apparecchio produce una gamma di suoni che possono andare dalla sirena della polizia americana al cinguettio degli uccelli.

Sembra facile?

Come si vede nello schema a blocchi del circuito (figura 1), il principio di base che informa il funzionamento è estremamente chiaro e diretto. L'uscita di un contatore binario a dodici bit è convertita in una tensione analogica, che s'impiega per controllare un VCO. Se le uscite del contatore binario aumentano, la tensione di controllo cresce verso il positivo, sino a che il conteggio resetta e torna a zero. Subito dopo il conteggio riprende e la tensione di controllo torna a salire verso il positivo; così di seguito. La forma d'onda della tensione di controllo è quindi un dente di sega con andamento periodico. Il VCO produce il segnale audio, ed il timbro erogato corrisponde all'ampiezza istantanea del dente di sega di controllo.
Un amplificatore d'uscita assicura che il segnale sia abbastanza ampio per produrre un suono audibile tramite un altoparlante.
Il timbro altamente individuale del suono, dipende dalla insolita configurazione del circuito di controreazione. Il segnale che giunge dal VCO non solo è impiegato per pilotare il sistema amplificatore d'uscita, ma anche per dare il clock d'ingresso al contatore binario. Di conseguenza, la rapidità con la quale il contatore esegue i suoi passi di funzionamento, dipende dal timbro del segnale all'uscita. In altre parole, più elevato è il suono, più veloce è la variazione del timbro. Il risultato è una sorta di *biaip-biaip* che inizia a frequenza bassa e cresce esponenzialmente sino al timbro più acuto.

Schema elettrico

Lo schema elettrico del generatore di effetti appare nella figura 2, e come si vede, l'apparecchio consiste di base in una coppia di IC CMOS facilmente reperibili, oltre ad un certo numero di elementi resistivi assortiti, diodi, ed un transistore.
IC2 forma un contatore binario a 12 bit. Il valore binario degli otto bits inferiori (come dire quei bit che cambiano di stato più frequentemente) è convertito in un valore analogico tramite le resistenze da R1 ad R8.
Il VCO consiste di un semplice oscillatore CMOS (realizzato tramite N1 ed N2), la costante RC del quale è variata impiegando il transistore T1 ed il ponte di diodi in forma di resistenza comandata dalla tensione. Se la tensione di controllo applicata alla base del T1 aumenta, attraverso i diodi circola una maggior corrente, con il risultato che la loro resistenza dinamica cala.
La frequenza iniziale dell'oscillatore è stabilita tramite un potenziometro trimmer, il P1, che è connesso in parallelo con il sistema a diodi.
L'uscita ad onda quadra del VCO è inviata sia all'ingresso clock dell'IC2, sia all'amplificatore d'uscita. Quest'ultimo è realizzato collegando in parallelo i rimanenti quattro inverters dell'IC1.

Realizzazione pratica

Per il montaggio è previsto un circuito stampato (vedi figura 3). Come si può notare, grazie al limitato numero dei componenti, il pannellino è piccolo.
L'altoparlante può essere ogni modello economico da 8 Ohm, in grado di sopportare la potenza di 500 mW.
L'alimentazione può andare da 4,5V a 10V; al valore più piccolo, l'assorbimento del circuito è di soli 5 mA, il che significa che una pila da 4,5V può essere tranquillamente impiegata, rendendo portatile il tutto. È però da notare che il volume del segnale all'uscita è determinato dalla tensione di alimentazione: più alta è questa, più forte è il suono.
Il timbro del segnale all'uscita può essere regolato tramite P1. Siccome la tonalità determina la velocità di cambiamento del timbro, riducendo la resistenza del P1, non solo si aumenta la frequenza del suono, ma al tempo stesso si stabilisce un cambiamento più rapido. Al minimo valore di resistenza del P1, il suono risultante rassomiglia molto al cinquettio degli uccelli.
Il valore indicato per il P1 nello schema (1 M Ω) è scelto per ottenere la massima gamma di regolazione. Tuttavia, se lo si desidera, si possono impiegare dei valori compresi tra 10k ed 1M; resistenze fisse o variabili.

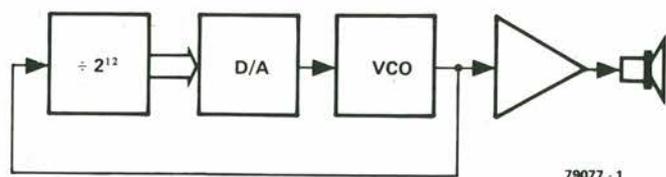



Figura 1. Circuito a blocchi del semplice generatore di effetti sonori. L'uscita di un contatore binario è convertita in una tensione analogica, impiegata per controllare un VCO. L'uscita del VCO forma sia l'uscita dei segnali che il clock per il contatore.

Figura 2. Schema elettrico completo. Tutto quel che serve per realizzare l'apparecchio, che produce una interessante gamma di effetti sonori, è una coppia di IC CMOS ed una manciata di parti convenzionali.

Figura 3. Circuito stampato del generatore di effetti sonori, che ospita tutte le parti ad eccezione dell'altoparlante. Lato rame e lato parti. L'apparecchio, volendo può essere alimentato a pila. (EPS 79077).

Elenco componenti

Resistenze:

R1,R9 = 820 k
R2 = 470 k
R3 = 220 k
R4 = 100 k
R5 = 47 k
R6 = 22 k
R7 = 12 k
R8 = 5k6
P1 = Trimmer da 1M (vedi testo)

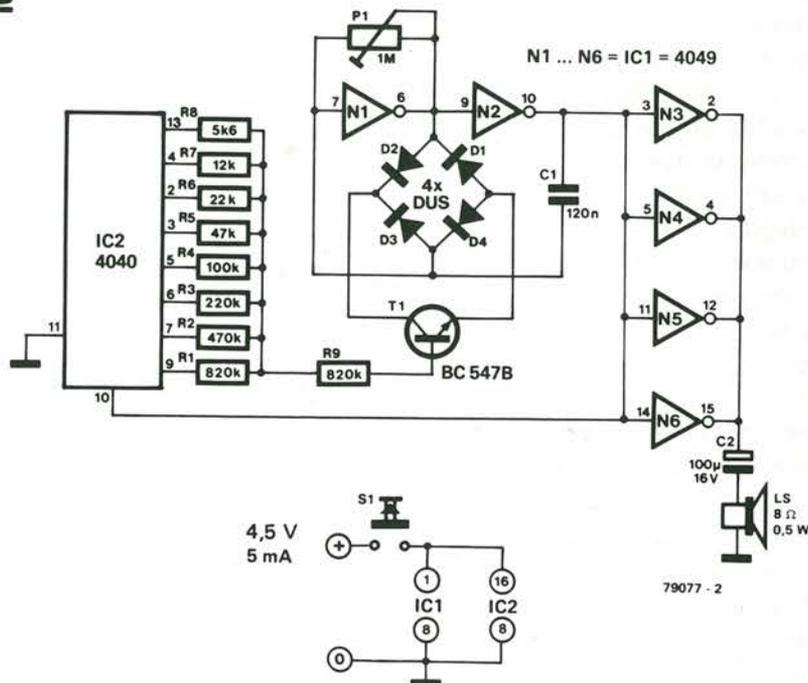
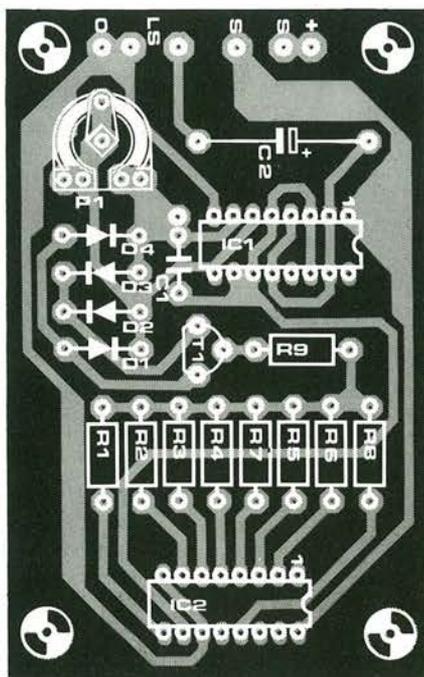
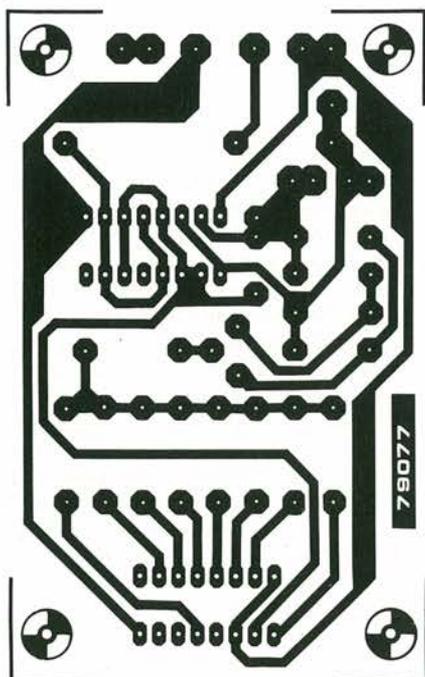
Condensatori:

C1 = 120 n
C2 = 100 μ/16 V

Semiconduttori:

IC1 = 4049
IC2 = 4040
T1 = BC 547B, BC 107B o equiv.
D1 . . . D4 = DUS

Varie:

LS = altoparlante da 8 Ω/500 mW
S1 = pulsante

generatore di sweep

Per determinare il responso in frequenza di un amplificatore, normalmente si deve condurre una serie di prove accuratissime, si devono preparare un mucchio di grafici, ed impiegare una gran pazienza. La lotta con i valori da-picco-a-picco, le tensioni RMS, i dB, i logaritmi ecc, è un gran fastidio ed è molto facile commettere dei pasticci che "distorcono" il risultato finale. Disponendo di un oscilloscopio, vi è un modo per osservare direttamente la curva di responso sullo schermo, sempreché si abbia anche lo strumento descritto qui, che viene indicato come generatore sweep.

(L. Köppen)

Il generatore sweep non è uno strumento usuale nell'equipaggiamento di base dell'amatore dell'elettronica, per la semplice ragione che risulta normalmente troppo costoso. Tuttavia, se ci si accontenta di uno strumento che produce dei risultati di massima (che di solito sono più importanti delle qualità misurate con precisione assoluta), non vi è ragione per cui lo sweep non sia incluso tra gli strumenti a disposizione di ogni hobbista.

Cos'è lo sweep?

Cos'è esattamente un generatore di sweep? Il modo più semplice per rispondere all'interrogativo è osservare come si opera per la misura del responso in frequenza di un amplificatore. Il sistema di misura usuale è illustrato nella figura 1.
L'amplificatore che si vuol provare ha all'ingresso il segnale erogato da un generatore sinusoidale a bassa frequenza.
L'ampiezza del segnale all'uscita dell'amplificatore è misurata tramite un voltmetro per CA (segnali). Ci si deve accertare che l'ampiezza dei segnali portati all'ingresso sia costante, e misurare l'ampiezza del segnale d'uscita per un certo numero di frequenze d'ingresso.
Il risultato va scritto su di un foglio di carta millimetrata, con la frequenza imposta lungo l'asse orizzontale e le ampiezze (tensioni di uscita) lungo l'asse verticale.
In tal modo, il responso in frequenza di un amplificatore appare immediatamente: si vede quanto è piatto, da quale frequenza inizia il calo nella risposta ecc.
Con questo sistema, ogni volta che si deve procedere ad una nuova misura, la frequenza del generatore sinusoidale deve essere aumentata manualmente. Sarebbe assai più semplice, se, in qualche sistema, tale operazione potesse essere compiuta automaticamente. L'automatismo potrebbe anche produrre un aumento continuo della frequenza (invece che un aumento a passi successivi), assicurando che non vi siano salti o dislivelli nel responso tra un valore misurato e l'altro.
Quindi, tuttociò che serve è un generatore di segnali la cui frequenza aumenti continuamente. In altre parole, appunto, un generatore di sweep.
La figura 2 mostra come si usa lo sweep per realizzare il display del responso in frequenza di un amplificatore su di un oscilloscopio.
Il generatore di sweep in pratica produce due segnali; quello già indicato per la prova dell'amplificatore, da connettere all'ingresso, ed una tensione che varia con la frequenza del segnale all'ingresso. Il secondo segnale, definito X, è impiegato per controllare la deflessione orizzontale dell'oscilloscopio (amplificatore dell'asse X). La deflessione verticale del raggio è determinata da una tensione che è proporzionale all'ampiezza dell'uscita dell'amplificatore.
Ciò è ottenuto semplicemente rettificando e spianando il segnale all'uscita dell'amplificatore. Il risultato del sistema visto, è che il responso in frequenza dell'amplificatore lo si vede direttamente sullo schermo dell'oscilloscopio, con l'ampiezza lungo l'asse verticale, e la frequenza lungo l'asse orizzontale.

Non è lineare ma logaritmico

Come molti lettori sapranno, in genere s'impiega una scala logaritmica invece che lineare per l'asse della frequenza nella maggioranza dei grafici. La questione è come ci si può assicurare della precisa relazione logaritmica tra la frequenza del segnale del generatore di sweep e la base dei tempi esterna (X). Una risposta, è incrementare la frequenza del segnale di sweep linearmente, mentre quella del segnale X è incrementata logaritmicamente. Comunque, una soluzione migliore è lasciare che la tensione X aumenti in modo lineare, ed aumentare la frequenza in modo esponenziale (con il tempo). Così facendo, vi è una relazione logaritmica tra la frequenza e la tensione X, mentre la deflessione orizzontale dell'oscilloscopio rimane costante. Ciò significa che la luminosità della traccia rimane costante, e più importante ancora, offre la possibilità d'impiegare il generatore della base dei tempi (lineare) dell'oscilloscopio (visto che non tutti gli oscilloscopi hanno un ingresso per l'asse X).
Si deve notare che l'asse verticale del responso dovrebbe avere una scala logaritmica a sua volta, caratteristica che non è prevista dal circuito qui descritto.
Tuttavia, la previsione di un'asse Y logaritmica non è tra le funzioni di un generatore di sweep; il lavoro di questo, è semplicemente provvedere al necessario segnale d'ingresso per le misurazioni. Un circuito che può compiere l'altra funzione (con il proprio stampato) sarà pubblicato quanto prima da Elektor.

Il circuito di base

Il progetto del generatore di sweep è illustrato dallo schema a blocchi di figura 3.
Un oscillatore che genera un'onda quadra asimmetrica è impiegato per dare il trigger

ad un oscillatore a dente di sega, che offre la tensione di controllo per l'ingresso X dell'oscilloscopio. La tensione X è anche impiegata, tramite un convertitore esponenziale, per controllare un VCO, ottenendo un segnale dalla frequenza relativa in modo esponenziale alla tensione X. Lo schema a blocchi è completato dagli amplificatori-separatori (buffers) e dai vari segnali d'uscita.

Il generatore di sweep ha due uscite; la prima offre una scelta di forme d'onda sinusoidali e triangolari, mentre la seconda eroga un'onda quadra. Anche se i segnali triangolari e quadri non sono in genere impiegati per determinare il responso in frequenza del circuito, sono utili per un gran numero di altre applicazioni.

Il circuito prevede in alternativa un interruttore "manuale" per permette di variare la frequenza del generatore tramite un potenziometro, invece che per via dello sweep automatico che lo regola in alto ed in basso sulla banda di frequenza.

Il circuito nei dettagli

Lo schema elettrico completo del generatore di sweep appare nella figura 4. Come si vede, lo schema comprende un certo numero di commutatori che funzionano come ora diremo:

S1 - blocca lo sweep.

S2 - passaggio dallo sweep automatico al manuale.

S3 - commuta da onda sinusoidale a triangolare.

S4 - seleziona la gamma di frequenza.

S5 - serve per regolare l'attenuazione all'uscita.

Un più dettagliata descrizione di queste funzioni sarà esposta in seguito nel testo.

Il generatore asimmetrico di onde quadre è formato dal circuito che comprende T1 e T2. L'uscita di tale oscillatore è attenuata da R6 ed R7, quindi limitata dai diodi D1 e D2 che sono connessi in "antiparallelo". Il segnale è impiegato per dare il trigger al generatore di forme d'onda triangolari, che impiega IC1

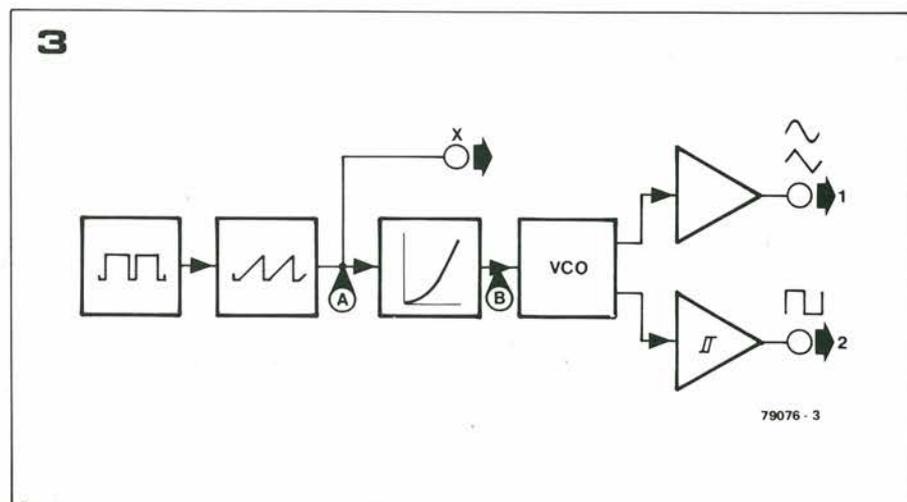
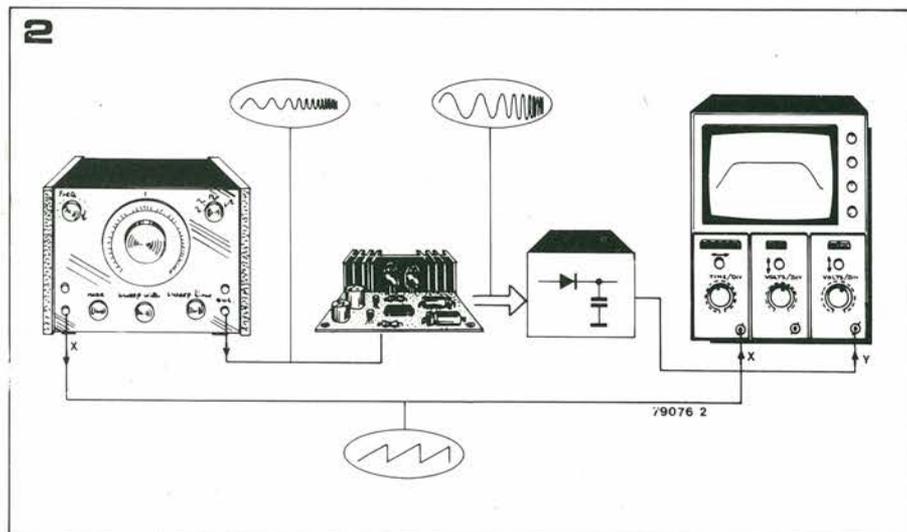
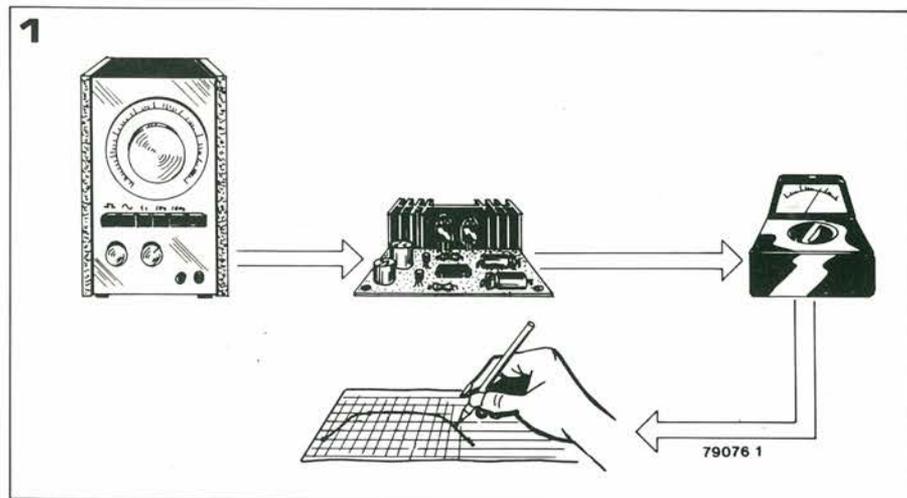



Figura 1. Questa figura mostra come si deve procedere per la misura tradizionale del responso in frequenza di un amplificatore, impiegando un generatore di bassa frequenza ed un voltmetro per CA.

Figura 2. Con l'impiego di un generatore di sweep e di un oscilloscopio, la stessa misura può essere eseguita in modo virtualmente automatico.
Il generatore di sweep eroga un segnale sinusoidale d'uscita, la cui frequenza aumenta di continuo, ed un segnale a dente di sega che serve come base dei tempi esterna per l'oscilloscopio.

Figura 3. Schema a blocchi del generatore di sweep. Per ottenere una scala di frequenze dall'andamento logaritmico, il circuito assicura una relazione esponenziale tra il valore istantaneo dell'onda a dente di sega e la frequenza del VCO.

ed il transistore unigiunzione (UJT) T3. Quando la tensione sul C3 raggiunge un certo valore, T3 diviene conduttore, con il risultato che la tensione all'uscita di IC1 forma una rampa negativa. Il periodo dell'onda a dente di sega è approssimativamente 10 secondi, e può apparire abbastanza prolungato. Tuttavia, è importante che la frequenza del dente di sega sia più bassa di quella del più basso segnale del VCO.

L'onda a dente di sega, dopo essere stata amplificata ed invertita da parte dell'IC2, è impiegata come base dei tempi esterna per l'oscilloscopio. Il valore da picco a picco misurato nel punto A, è 16V.

Il passo successivo è derivare una tensione che abbia una relazione esponenziale con questo dente di sega, ed allo scopo provvede una matrice a diodo-resistenza, formata dai diodi da D3 a D6, e dalle resistenze da R14 ad R21. Di base, la matrice forma un divisore di tensione, nel quale, l'ampiezza della tensione all'ingresso (come dire A) determina quale resistenza debba essere inclusa nella catena che serve per la divisione. Così come nei convertitori esponenziali, la matrice a diodo-resistenza provvede solo ad approssimare il segnale esponenziale; tuttavia, il vantaggio di questa disposizione circuitale è che comprende una eccellente stabilità in temperatura.

L'uscita della matrice è amplificata dall'IC 3. La caratteristica esponenziale può essere regolata tramite P4 e P5: la relativa procedura sarà trattata più avanti nell'articolo. Assumendo che P4 e P5 siano regolati correttamente, un segnale che è sincrono con il dente di sega e che aumenta in modo esponenziale

Figura 4. Schema elettrico completo del generatore di sweep.
Il convertitore esponenziale consiste di una matrice a diodi e resistenze.

Figura 5. Il transistore unigiunzione che serve per il generatore a dente di sega, può essere sostituito, se lo si desidera, con due transistori separati convenzionali.

Figura 6. Circuito di un alimentatore adatto al generatore di sweep.

con il tempo, è presente al punto B.

Oscillatore

Il vero segnale di sweep è generato da IC4, un generatore di funzioni del tipo XR 2206. Una descrizione dettagliata del modo di funzionamento di questo IC è apparsa sul numero 1 di Elektor giugno 1979 pagina 6-27 e seguenti.

L'ingresso dell'IC è protetto contro le tensioni eccessive tramite i diodi da D7 a D9 ed R31.

L'IC ha due uscite che erogano segnali dalla stessa frequenza.

In relazione alla posizione di S3, l'uscita al terminale 2 (punto C) può essere triangolare o sinusoidale, mentre il terminale 11 (punto D) eroga un segnale quadro simmetrico.

L'interruttore che sceglie le bande di lavoro, S4, dà molto di selezionare cinque gamme di frequenza (1-10 Hz, 10-100 Hz, 100-1 kHz, 1-10 kHz e 10-100 kHz). L'ampiezza dell'uscita triangolare-sinusoidale può essere continuamente variata tramite il potenziometro P7.

Se S2 è nella posizione "sweep", la frequenza d'oscillazione è controllata dall'uscita del convertitore esponenziale.

Nella posizione manuale, il circuito funziona come un convenzionale generatore di funzioni, la frequenza del quale può essere regolata tramite P6.

L'uscita sinusoidale/triangolare è preamplificata e separata per mezzo dell'IC5. Questo amplificatore operazionale deve essere in grado di trattare rapidamente dei segnali all'ingresso molto ampli, quindi s'impiega il modello 709, visto che ha uno slew rate più ampio del 741 (da IC1 a IC3). La tensione di controllo che determina l'ampiezza del segnale a forma di sinusoide e di triangolo, non è portata solamente al terminale 1 dell'IC4, ma in alternativa, tramite R35, giunge all'ingresso non-invertente di IC5. Ciò compensa l'effetto della tensione di controllo CC nel punto C. Il segnale preamplificato a forma di triangolo o sinusoide giunge al divisore di tensione. Tramite S5, l'ampiezza del segnale in uscita può essere variata a passi di 20 dB. Il circuito è protetto dai cortocircuiti in tutte le posizioni del commutatore.

I transistori T4 e T5, connessi in antiparallelo, formano un limitatore controllato della tensione. Quando la tensione al punto E diviene alta, T4 e T5 ricevono una corrente di base, e conducono sia sui semiperiodi positivi che negativi del segnale, rispettivamente, cosicchè sia la sinusoide che il triangolo sono limitati alla tensione di saturazione di questi transistori. Questa funzione assicura che il segnale sia soppresso durante il ritorno del segnale a dente di sega.

Per tale ragione, il segnale al punto E è derivato dall'oscillatore ad onda quadra che fornisce il trigger all'oscillatore a dente di sega. Lo XR 2206 offre anche l'uscita ad onda quadra (terminale 11), che è preamplificata dal circuito del T6 e del T7. Anche se quest'ultimo sembra molto insolito, di base è un equivalente realizzato in base a parti comuni dell'uscita totem-pole dei circuiti integrati TTL. A causa dell'effetto del D12, quando T6 è portato in conduzione, la tensione presente alla base del T7 è più bassa di quella dell'emettitore, ed in tal modo T7 è interdetto. D'altra parte, quando T6 è portato all'interdizione, D12 ha una polarizzazione inversa e la base del T7 è ad un potenziale più elevato di quello dell'emettitore, cosicchè T7 diviene conduttore.

L'uscita ad onda quadra, a sua volta perviene da un attenuatore commutabile, tuttavia, a differenza dall'uscita sinusoidale-triangolare, in questo caso non è presente la soppressione del segnale durante il ritorno del dente di sega, poichè vi è un interesse relativo nell'impiego delle onde quadre nel funzionamento "sweep".

Uscita del trigger

Oltre all'uscita X, ed alle due uscite del generatore di funzioni, il circuito prevede anche una uscita di trigger che può essere impiegata se l'oscilloscopio non ha un ingresso esterno per la base dei tempi. Il segnale all'uscita di trigger rimane alto per la durata del tempo di sweep, e deve quindi essere inviato all'ingresso di sincro dell'oscilloscopio. L'uscita di trigger può anche essere impiegata per l'ingresso Z dell'oscilloscopio (modulazione d'intensità) se tale ingresso è disponibile, assicurandosi che la traccia sia cancellata durante il percorso della ritraccia.

S1 è un interruttore a pulsante, che, sin che rimane chiuso, inibisce lo sweep. Se il pulsante è premuto durante lo sweep, il ciclo è interrotto e il segnale all'uscita 1 è soppresso.

S3 serve da deviatore tra le forme d'onda a triangolo ed a sinusoide per l'uscita 1. Nello stesso tempo, commuta anche il segnale quadro. Il segnale quadro è presente solo quando S3 è nella posizione "triangolo". Ciò previene che degli impulsi parassitari diritti siano sovraimposti all'uscita sinusoidale a causa della modulazione incrociata tra le due uscite.

Montaggio

Durante la realizzazione di questo generatore di sweep, si devono impiegare molta cura ed attenzione. Il circuito attorno a IC5 è di particolare importanza, perchè, ad ottenere un elevato slew-rate, questo amplificatore operazionale è un poco sotto-compensato. Ciò significa che vi può essere una certa tendenza all'oscillazione, e per contrastare questo effetto si è inclusa R38. I condensatori C14 e C15 devono essere montati il più vicino all'IC che sia possibile.

Per il potenziometro P6, che serve a variare la frequenza quando il generatore è impiegato nel modo manuale, può essere vantaggioso adottare un modello a molti giri, con l'alberino demoltiplicato, a permettere un aggiustamento fine.

Poichè in certe zone il rintraccio di un transistore unigiunzione risulta un pò difficoltoso, il modello non è critico, ma si possono utilizzare tutti i tipi seguenti: 2N492, 2N1671, 2N2418, 2N2420, 2N2422; in più si può anche impiegare il modello TIS 43. Se ciò non bastasse, è sempre possibile addirittura sostituire l'UJT con l'impiego di due transistori separati, come si vede nella figura 5.

Il generatore di sweep necessita di un alimentatore che possa erogare + e − 15V, con 300 mA. Un circuito utilizzabile è mostrato nella figura 6.

Calibrazione

Il generatore di sweep prevede l'impiego di otto potenziometri trimmer, e prima di iniziare la calibrazione, ci si deve accertare che siano tutti nella posizione intermedia.

Lo stesso vale per i potenziometri di controllo P6 (frequenza) e P7 (ampiezza). S5 deve essere regolato per la minima attenuazione, ed S2 deve essere portato in "manual".

Con S3 nella posizione "uscita triangolare", vi devono essere sia l'uscita tringolare al punto 1, che l'uscita quadra al punto 2. Allorchè S2 è nell'altra posizione, l'onda quadra deve sparire.

Tramite P7, deve essere possibile variare l'ampiezza della forma d'onda triangolare, perlomeno per un fattore di dieci.

Se ciò non si verifica, è necessario scegliere un valore più piccolo per R33. Analogamente, con il tramite di P6, deve essere possibile variare la frequenza per un fattore di dieci.

Ove ciò non risulti possibile, sia S25 che 26 devono essere ridotte nei loro valori.

Le simmetrie delle onde triangolari e sinusoidali devono poter essere regolate per tramite del potenziometro P8, mentre il fattore di distorsione sulle onde sinusoidali deve poter essere ridotto al minimo regolando P9. Per tutte queste procedure, è evidentemente necessario impiegare il controllo oscilloscopico.

Una volta che il generatore di sweep sia stato preriscaldato per cinque minuti, P10 può essere regolato per ottenere un livello di tensione CC di OV (tensione di offset) all'uscita 1 (segnale triangolare/sinusoidale). Quando si regola l'ampiezza d'uscita tramite P7, questo livello di offeset deve rimanere a zero volt; tuttavia, è sempre possibile mutare il valore di R35, se si vede che cambia.

Una volta che il generatore di funzioni è completamente montato, compresi gli stadi d'uscita, la regolazione dei trimmer da P1 a P5 completerà l'allineamento generale. L'ampiezza del dente di sega nel punto A deve essere aggiustato a 16V da picco a picco per mezzo del P1, mentre P2 deve essere impiegato per ottenere che l'onda a dente di sega sia simmetrica nei confronti di OV. Se ciò si dimostra necessario, il segnale sinusoidale può essere attenuato per mezzo del P3 prima di portarlo all'ingresso X dell'oscilloscopio. P4 (ampiezza) e P5 (livello della tensione CC) devono essere regolati in modo da poter variare la tensione esponenziale nel punto B tra +2,75V e +0,54V. Si constaterà che la regolazione del P5 influenza quella del P4. Una volta che questi due controlli sono stati messi a punto, il generatore di sweep è pronto per l'impiego.

Le prestazioni generali del circuito, specialmente considerando i costi dei materiali, molto bassi, sono eccellenti.

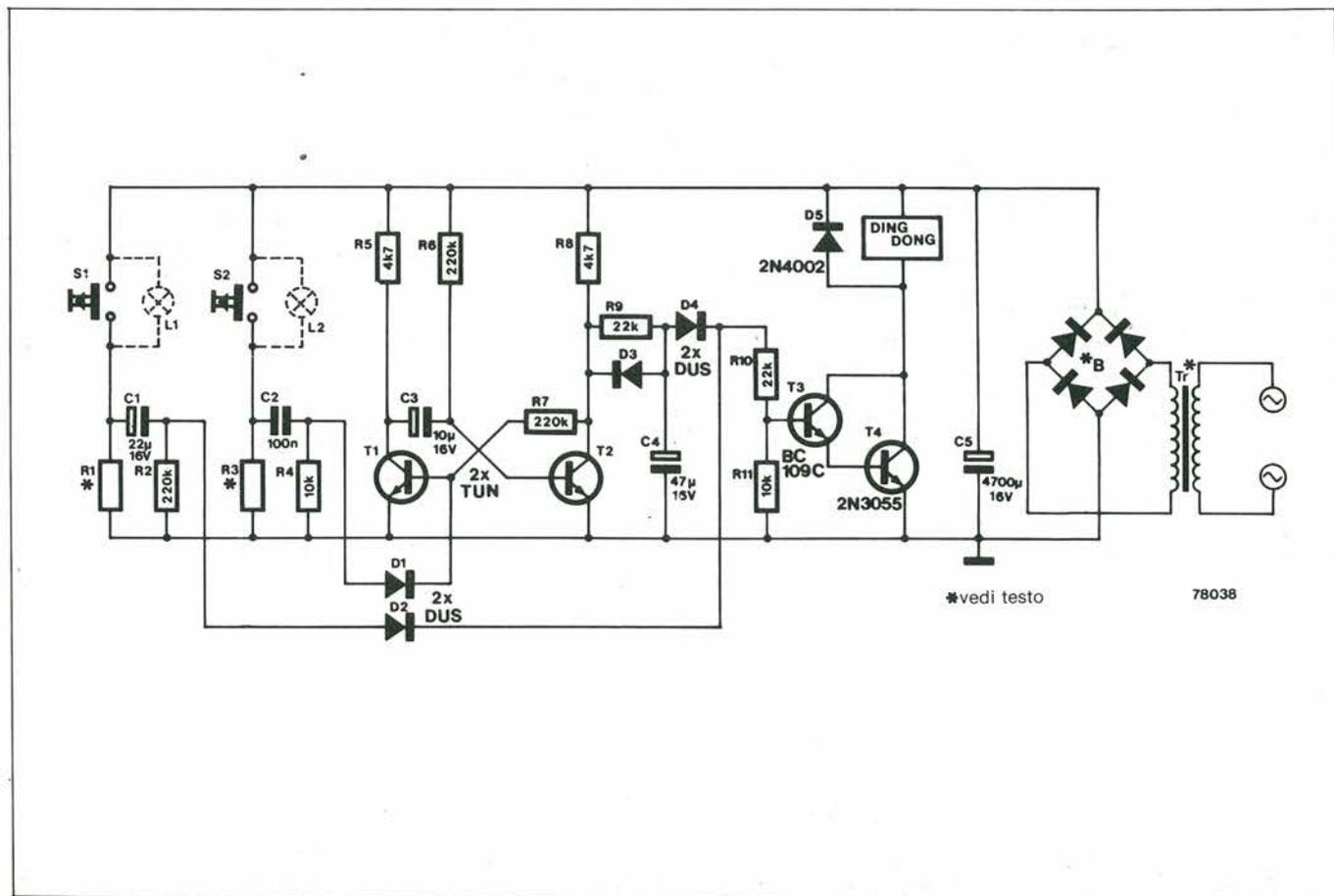
Nella gamma di frequenza che intercorre tra 5 Hz e 100 kHz, l'ampiezza del segnale di sweep si mantiene costante entro +/− 0,25 dB; sotto a 5 Hz l'ampiezza cresce un poco. Anche la stabilità in frequenza si manifesta eccellente, e la regolazione dello zero all'uscita 1, esibisce una fluttuazione in temperatura piccolissima.

Letteratura: Semplice generatore di funzioni; Elektor n° 1, giugno 1979 -

campanello per la porta principale e secondaria

Diversi campanelli per porta del tipo a "ding-dong" sono progettati per dare suoni diversi se il sopravvenuto suona alla porta principale o a quella secondaria.
Tuttavia, la maggioranza degli avvisatori non è progettata così, e questo articolo descrive un circuito che consente ad un comune avvisatore da porta di produrre due suoni differenti: un segnale a forma di ding-dong per la porta principale, o posta davanti alla casa, ed un dong per la porta secondaria, o posta dietro alla casa. Un semplice trucchetto fa si che gli impazienti non possano premere ripetutamente il pulsante. Quando il pulsante della porta principale è azionato, si ha l'emanazione di un solo ding-dong, ed il sistema è interdetto per circa cinque secondi. Il segnale dong, che è meno stridente, può essere ripetuto solo dopo due secondi circa.
Il circuito funziona come segue: quando si preme il pulsante della porta principale (S1), il C1 si carica rapidamente attraverso D2, R10 e le giunzioni emettitore-base di T3 e T4. Questi transistori sono portati brevemente nella conduzione, il che aziona il rapido movimento del martelletto sulle barre che provoca l'emissione del ding-dong. Ora, il campanello non può suonare di nuovo, perchè C1 deve prima scaricarsi tramite R1 e R2, e devono trascorrere alcuni secondi prima che il martelletto si sblocchi e possa essere nuovamente azionato. La ripetizione dell'azionamento del pulsante non ha quindi effetto.
Quando si aziona il pulsante della porta posteriore o secondaria (S2) il monostabile che comprende T1 e T2 è soggetto a trigger, T1 entra in conduzione e T2 nell'interdizione. C4 a questo punto si carica lentamente tramite R8 ed R9.
T3 e T4 entrano in conduzione lentamente, provocando l'azionamento del martelletto molto lento sulla canna o sulla barra risonante, cosicchè il suono "ding" non si ode. Quando il monostabile si resetta dopo circa un secondo e mezzo, C4 si scarica rapidamente attraverso D3 e T2. T3 e T4 s'interdicono ed il martelletto torna indietro velocemente, producendo il suono "dong".
Se s'impiegano dei pulsanti illuminati R1 ed R3 devono avere un valore compreso tra 10 e 33 Ohm con 2W per soddisfare la richiesta di corrente delle lampadine. Se non vi è illuminazione, può andar bene ogni valore compreso tra 4k7 e 47k.
Il trasformatore originale della doppia campana può essere riutilizzato, sarà il Tr. Il rettificatore a ponte deve essere in grado di sopportare perlomeno la corrente di 1A.

*vedi testo

78038

MERCATO

Contaimpulsi elettronici a 4 cifre

La Hokuyo presenta sul mercato i contaimpulsi elettronici della serie DCU.
Questi contaimpulsi si distinguono per la loro compattezza dimensionale e per la scarsa sensibilità ai disturbi dovuta

all'impiego di circuiti integrati tipo C-MOS. Costruiti con componenti selezionati offrono un alto grado di affidabilità e stabilità nel tempo nonchè una elevata immunità ai disturbi.
Sono disponibili nella versione per solo conteggio o per conteggio con predisposizione.
I contaimpulsi della serie DCU offrono, inoltre, le seguenti prerogative: basso prezzo, alta velocità di conteggio (1000 imp/s con segnale transistorizzato), conteggio su 4 cifre da 0 a 9999 visualizzate tramite display a 7 segmenti e ingressi predisposti per segnali provenienti da contatti meccanici o da circuiti transistorizzati. Le caratteristiche più importanti sono: uscita a relé 5A a 250 Vcc; tempo d'azzeramento 30 ms; tempo di lavoro (in ciclo ripetitivo) 150 ms; potenza assorbita 2 VA.

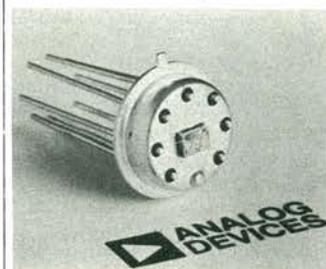
Elcontrol - Funo (BO)

Modulo di comando per alimentatore di commutazione

Amplificatore di regolazione, comparatore, generatore di rampa, comparatore di fase, oscillatore, flip-flop di controfase, interruzione degli impulsi in caso di guasto sono termini riportati sullo schema a blocchi di un circuito Siemens per alimentatori di commutazione. L'S 4420, che sostituisce gli attuali moduli di comando in esecuzione discreta, sarà in grado di erogare, grazie alla sua complessa elettronica, una tensione di alimentazione uniforme, anche in caso di carichi differenti.
Gli alimentatori di commutazione con frequenze di lavoro di 20 kHz ed oltre, sono notevolmente più leggeri e compatti di quelli normali con trasformatore ed il rendimento risulta più che raddoppiato. I trasformatori in ferrite e soprattutto il transistore in commutazione caratterizzano l'alimentazione di nuovo tipo. Il modulo di comando che fornisce gli impulsi al transistore è attualmente disponibile come integrato con notevole numero di funzioni supplementari.
L'amplificatore di controllo agisce, a seconda delle variazioni di carico, sulla pulsazione tramite il comparatore; l'oscillatore (VCO) determina la frequenza di lavoro.
Il comparatore di fase è un dispositivo per la sincronizzazione esterna. Due flip-flop provvedono rispettivamente all'interruzione degli impulsi ed al comando di controfase.
Due comparatori ed un flip-flop dell'S 4420 controllano la sovratensione all'uscita e la sottotensione all'entrata dell'alimentatore di commutazione. Quando la tensione all'entrata scende al di sotto di un determinato valore, il modulo disinserisce il circuito, per evitare funzioni errate. Il circuito di comando per impieghi professionali è racchiuso in una custodia in ceramica, quello per impieghi normali in una in plastica. L'oscillatore è dimensionato per funzionare sino a 200 kHz, tuttavia la frequenza tipica d'impiego sarà in pratica inferiore a 40 kHz.

Siemens Elettra
via F. Filzi 29
20100 Milano
Tel: 02/6992

Amplificatore operazionale BiFET di precisione

La Analog Devices produce un operazionale BiFET caratterizzato da uno slew rate di 13V/μs e da una corrente di polarizzazione di ingresso warmed-up di 25 pA.
L'AD544 presenta inoltre una tensione di rumore di 2μV picco-picco da 0,1 a 10 Hz, una corrente di riposo di 2,5 mA, una tensione di offset di ingresso di 0,5 mV e un guadagno a loop aperto di 50.000 (R_L >2 kΩ). La deriva della tensione di offset di ingresso è 5 μV/°C.
L'AD 544 si assesta a ± 0,01% in 3 μs, rendendo il dispositivo

applicabile come buffer di uscita nei convertitori D/A.
Altre applicazioni comprendono l'impiego in circuiti samplehold, integratori ad alta velocità e come buffer front-end per voltmetri digitali e altri strumenti.
Il CMRR di 80 dB assicura una linearità a 12 bit nelle applicazioni con buffer ad alta impedenza.
L'AD 544 è disponibile nei tipi J, K e L per il range di temperatura da 0 a +70 °C e nel tipo S da −55 °C a +125 °C. Richiede un'alimentazione a ±15V.
L'amplificatore viene fornito in un package metallico TO-99.

De Mico
Via Manzoni, 31
20121 Milano
Tel: 02/653131

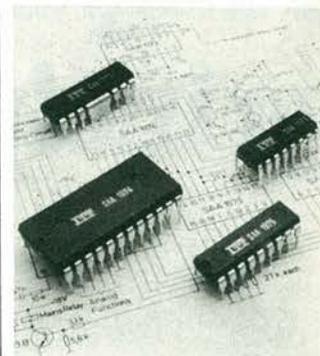
Capacimetro digitale

Le caratteristiche principali del capacimetro BRI 8004 della Bremi sono: indicazione a 4 cifre con display LED 1/2", misura di capacità da 1 pF a 9999 μF in 3 portate da 1 pF a 9999 pF, da 1 nF a 9999 nF, da 1 μF a 9999 μF. La precisione è pari all'1%.

Indicazioni luminose ausiliarie forniscono il tempo di gate, overrange, scala prescelta.
I collegamenti avvengono a mezzo boccole, con indicazione di polarità per i condensatori elettrolitici.
Il contenitore è in lamiera 10/10 e in alluminio 30/10 con verniciatura epossidica.
La maniglia di trasporto anodizzata è inclinabile e bloccabile in ogni posizione.
Le dimensioni sono 245 × 220 × 70 mm e pesa 1900 gr.

Bremi
Via Pasubio 3/C
43100 Parma
Tel: 0521/72209

Il Kit per la sintonia digitale nei televisori

La ITT Semiconductors ha messo in produzione un Kit di circuiti integrati progettati per realizzare un sintetizzatore di frequenza per televisori, funzionante sul

principio PPL, per la sintonia digitale, la memorizzazione del programma, la ricerca delle stazioni, e per visualizzare il numero del programma sullo schermo.
Il Kit comprende il circuito integrato SAA 1074 per i comandi, l'IC MNOS SAA 1075 per la memoria, l'IC MOS SAA 1076 per il display e il divisore UHF programmabile e amplificatore bipolare SAA 1173.
In combinazione con il telecomando a raggi infrarossi SAA 1250/SAA 1251, si realizza un comando per ricevitori TV a colori che si adatta anche ad applicazioni quali teletext, viewdata, games, etc.
Le caratteristiche principali del sistema sono: selezione diretta di qualsiasi canale TV standard e non standard, possibilità di memorizzare 16 canali, ricerca automatica attraverso le bande VHF e UHF e attraverso i canali singoli, sintonia fine individuale, possibilità di comando diretto o remoto, visualizzazione simultanea sullo schermo del canale e del numero del programma.

ITT Semiconductors
via XXV Aprile
20097 S. Donato Milanese
Tel: 02/510651.2

Sistema di acquisizione dati single-chip

La National Semiconductor Corporation ha messo a punto un potente dispositivo della sua famiglia di sistemi monolitici di acquisizione dati single-chip.
Prodotto in due versioni, contrassegnate ADC0808 e ADC0809, il circuito integrato MOS complementare incorpora in un unico chip tutti gli elementi essenziali di un sistema di acquisizione dei dati compatibile con un microprocessore, compresi un convertitore analogico-digitale a 8 bit, un multiplexer a 8 canali e logica di controllo compatibile con sistemi a microprocessore.
L'ADC0808/09 è destinato agli utenti che non hanno bisogno dell'intera capacità di multiplexing

MERCATO

a 16 bit dell'ADC0816.
L'ADC0816 aprì la strada verso un innovativo processo di controversione inteso ad ottimizzare tutti gli aspetti più vantaggiosi propri di taluni metodi che lo hanno preceduto. Ebbene, l'ADC0808/09 ricorre alle medesime tecniche per ottenere un funzionamento estremamente rapido e preciso con un consumo minimo.
Esso rappresenta la soluzione ideale per applicazioni di controllo di processo, controllo industriale nonchè controllo di macchine.
L'ADC0808/09 si vale di una tecnica di conversione per approssimazioni successive mediante un comparatore ad elevata impedenza stabilizzato a chopper, di una tensione a suddivisione 256 R con albero di switch analogici e di un registro di approssimazione successiva.
Il dispositivo non abbisogna di alcuna regolazione degli offset e taratura della scala ed è caratterizzato da un'unica alimentazione di +5V con un consumo di 15 mW.
Oltre ad essere in grado di effettuare una conversione in 100 µs, l'ADC0808/09 presenta una soluzione a 8 bit, errore di zero di ±1/4 LSB, errore di fondo scala di ±1/4 LSB, errore di quantizzazione di ±1/2 LSB.
Disponibile in un package dual-in-line a 28 pin, il dispositivo presenta un errore di linearità pari a ±1/4 LSB (nominale) e ±1/2 LSB (massimo), un errore totale non regolato di ±1/4 LSB e una precisione assoluta di ±3/4 LSB (nominale) e ±1/4 LSB (massimo).
I segnali di ingresso relativi agli indirizzi e quelli di uscita permettono un facile interfacciamento con la maggior parte dei microprocessori ad 8 bit, compresi l'8080, 8085, Z80 6800 ed l'8060 SC/MP della National.

National Semiconductor
Via Solferino, 19
20121 Milano
Tel: 02/4692431

Bilancia elettronica di precisione

Una bilancia elettronica di grande precisione, in grado ad esempio di registrare accuratamente il peso di un oggetto o di un animale in movimento, è stata messa a punto dalla Oertling.
Denominata Alpha 22, la bilancia impiega la più recente tecnologia nel campo dei microprocessori. La lettura appare su un display a LED in meno di 2s.
Uno speciale sistema di filtri fa sì che le fluttuazioni causate dai movimenti non vengano prese in

considerazione e viene mostrato solo il peso preciso. Può venire usata anche in aree dove esistono delle vibrazioni o dove il vento potrebbe influenzare le normali bilance.
La pesatura può avvenire impiegando due diverse scale, una va da 0,1 grammo fino a 2.000 grammi e l'altra va da 0,001 grammo fino a 200 grammi.
Il peso della bilancia è di 13 Kg. e misura 200 × 200 × 420 mm.

Oertling Limited
Cray Valley Road,
Orpington, Kent, BR5 2HA,
England

Allineamento automatico nel display 100° per TVC

La Philips ha presentato il sistema display 30AX a 110° per televisori a colori. Questo sistema composto solo da cinescopio e unità di deflessione è autoconvergente e dotato di autoallineamento.
Con il cinescopio del sistema 30AX si ottengono immagini molto nitide sull'intera superficie dello schermo.
Questa caratteristica assume particolare importanza quando si devono ricevere trasmissioni di dati mediante i nuovi sistemi Viewdata e Teletext. Tale risultato è stato ottenuto riducendo la dimensione del punto luminoso di circa il 30%.
Sia l'assenza di effetto, sia il diametro del collo del cinescopio che è stato mantenuto alla misura di 36,5 mm, hanno contribuito a migliorare la incisività dell'immagine.
L'effetto è stato eliminato inserendo i correttori di campo nelle bobine di deflessione che sono di tipo a sella multisezione.
La nuova unità di deflessione non ha flange sporgenti. Ciò permette di avere un'autoconvergenza uniforme con qualsiasi dimensione dello schermo, senza correzioni, calibrazioni o compensazioni. La distorsione orizzontale di quadro è minima, mentre non è richiesta alcuna correzione verticale.
Una innovazione radicale del 30AX è rappresentata dal sistema interno di correzione magnetica che compensa gli errori di convergenza statica e di purezza del colore. Questa soluzione permette di fare a meno della tradizionale unità multipolare e delle relative regolazioni.
Il sistema 30AX consente di semplificare l'assemblaggio e mantiene le caratteristiche di elevata luminosità, soft-flash e visione rapida del 20AX.

Philips
Viale Elvezia 2
20052 Monza
Tel.: 039/3635240

Termometro digitale tascabile

La Bluetern ha annunciato la disponibilità del Protemp Digital Termometer, in grado di misurare temperature da −30 °C a +999 °C.
Il Protemp, dotato di un display a

LED di facile lettura, è costruito in una robusta custodia di alluminio.
La circuiteria MOS LSI assicura un'alta precisione e affidabilità.
Grazie alla compensazione completa ed automatica della giunzione fredda, il Protemp soddisfa tutti gli standards di calibrazione europei e anglosassoni.
L'unità viene fornita con una sonda di 3 mm di diametro per impieghi generali.
Sono però disponibili altre sonde opzionali.

Bluetern Ltd.
Fleece Yard,
Buckingham, MK18 1JX
England

Allarme di sicurezza incorporato nell'orologio da polso

L'S26762 della Emerald Electronics è una apparecchiatura ricevente che può salvare la vita di una persona anziana o

parzialmente handicappata nel caso di una caduta, di un malessere o nel caso di qualche malintenzionato che volesse introdursi nell'appartamento. Un segnale radio parte dallo speciale orologio da polso e mette in funzione l'allarme che consiste nell'accensione di una luce rossa e di un segnale acustico simile a quello di un clacson.
Questa apparecchiatura di sicurezza personale è stata messa a punto impiegando dei chip al silicio incorporati nell'orologio. Il ricevitore può essere sistemato su una finestra, nella casa di un vicino o nell'appartamento di un guardiano.
L'orologio, dalla linea elegante e dal peso contenuto in soli 60 grammi, è di facile lettura. Il nottolino che serve per ricaricare e regolare l'orologio si trova fra il pulsante d'allarme e una luce rossa che si accende quando si preme il pulsante d'allarme e si spegne solo quando è stato attivato il ricevitore.
Il raggio d'azione del segnale di trasmissione supera i 100 metri e, grazie a uno speciale sistema in codice, elimina le interferenze radio. Il ricevitore è fornito di una antenna telescopica e di batterie ricaricabili che permettono all'apparecchiatura di funzionare anche in caso di mancanza di corrente.
La frequenza di funzionamento è 27,45 MHz.
L'allarme è stato principalmente studiato per persone anziane e malate, ma può essere anche usato da persone che lavorano sole in codizioni rischiose.

Emerald Electronics Ltd
Willowburn Industrial Estate,
Alnwick, Northumberland NE66 2QQ

OFFERTA SPECIA ABBONAMENTI MARZO ÷ DICEMB

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
A) Abbonamento a **SPERIMENTARE**	**L. 13.000** anziché L. 18.000	
B) Abbonamento a **SELEZIONE DI TECNICA**	**L. 14.000** anziché L. 20.000	
C) Abbonamento a **ELEKTOR**	**L. 16.000** anziché L. 20.000	
D) Abbonamento a **MILLECANALI**	**L. 15.000** anziché L. 20.000	**— Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3.000)**
E) Abbonamento a **MN (Millecanali Notizie)**	**L. 18.000** anziché L. 25.000	
F) Abbonamento a **MILLECANALI** + **MN (Millecanali Notizie)**	**L. 32.000** anziché L. 45.000	**— Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3.000)**
G) Abbonamento a **SPERIMENTARE** + **SELEZIONE DI TECNICA**	**L. 25.000** anziché L. 38.000	**— Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)**
H) Abbonamento a **SPERIMENTARE** + **ELEKTOR**	**L. 27.000** anziché L. 38.000	**— Transistor quivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)**
I) Abbonamento a **SPERIMENTARE** + **MILLECANALI**	**L. 26.000** anziché L. 38.000	**— Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)**
L) Abbonamento a **SELEZIONE DI TECNICA** + **ELEKTOR**	**L. 28.000** anziché L. 40.000	**— Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3000)** **— Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)**

VALIDA SOLO FINO AL 29-2-80

PROPOSTE	TARIFFE	DONI
M) Abbonamento a **SELEZIONE DI TECNICA** + **MILLECANALI**	**L. 29.000** anziché L. 40.000	— **Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3.000)**
N) Abbonamento a **ELEKTOR** + **MILLECANALI**	**L. 30.000** anziché L. 40.000	— **Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)**
O) Abbonamento a **SPERIMENTARE** + **SELEZIONE DI TECNICA** + **ELEKTOR**	**L. 40.000** anziché L. 58.000	— **Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8000)** — **Nuovissima Guida del Riparatore TV Color (Valore L. 8.000)**
P) Abbonamento a **SPERIMENTARE** + **SELEZIONE DI TECNICA** + **MILLECANALI**	**L. 39.000** anziché L. 58.000	— **Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)** — **Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3.000)**
Q) Abbonamento a **SELEZIONE DI TECNICA** + **ELEKTOR** + **MILLECANALI**	**L. 42.000** anziché L. 60.000	— **Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)** — **Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3.000)**
R) Abbonamento a **SPERIMENTARE** + **ELEKTOR** + **MILLECANALI**	**L. 41.000** anziché L. 58.000	— **Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)** — **Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3.000)**
S) Abbonamento a **SPERIMENTARE** + **SELEZIONE DI TECNICA** + **ELEKTOR** + **MILLECANALI** + **MN (Millecanali Notizie)**	**L. 55.000** anziché L. 103.000	— **Transistor Equivalents Cross Reference Guide (Valore L. 8.000)** — **Guida Radio TV 1980 (Valore L. 3.000)** — **Nuovissima Guida del riparatore TV Color (Valore L. 8.000)**

ATTENZIONE

Per i versamenti utilizzate il modulo di c/c postale inserito in questa rivista.

a chi si abbona ad almeno due riviste JCE

sui seguenti libri:

Valido fino al 29-2-1980 per un massimo di 5 libri

1) AUDIO HANDBOOK
Un manuale di progettazione audio con discussioni particolareggiate e progetti completi.
L. 9.500 (Abb. L. 4.750)

2) MANUALE PRATICO DEL RIPARATORE RADIO TV
Un autentico strumento di lavoro per i radioteleriparatori.
L. 18.500 (Abb. L. 9.250)

3) SC/MP
Applicazioni e programmi di utilità generale sul microprocessore SC/MP
L. 9.500 (Abb. 4.750)

4) IL BUGBOOK V
Esperimenti introduttivi all'elettronica digitale, alla programmazione ed all'interfacciamento del microprocessore 8080A.
L. 19.000 (Abb. L. 9.500)

5) IL BUGBOOK VI
Completa la trattazione del Bugbook V
L. 19.000 (Abb. L. 9.500)

6) IL TIMER 555
Descrive circa 100 circuiti utilizzanti il Timer 555 e numerosi esperimenti.
L. 8.600 (Abb. L. 4.300)

7) IL BUGBOOK I
Esperimenti sui circuiti logici e di memoria, utilizzanti circuiti integrati TTL.
L. 18.000 (Abb. L. 9.000)

8) IL BUGBOOK II
Completa la trattazione del Bugbook I.
L. 18.000 (Abb. L. 9.000)

9) IL BUGBOOK IIa
Esperimenti di interfacciamento e trasmissione dati utilizzanti il ricevitore/trasmettitore universale asincrono (Uart) ed il Loop di corrente a 20 mA.
L. 4.500 (Abb. L. 2.250)

10) IL BUGBOOK III
Questo libro fornisce una parola definitiva sull'argomento "8080A" divenuto ormai un classico nella letteratura tecnica sui microprocessori.
L. 19.000 (Abb. L. 9.500)

11) LA PROGETTAZIONE DEI FILTRI ATTIVI CON ESPERIMENTI
Tutto quanto è necessario sapere sui filtri attivi con numerosi esempi pratici ed esperimenti.
L. 15.000 (Abb. L. 7.500)

12) LA PROGETTAZIONE DEGLI AMPLIFICATORI OPERAZIONALI CON ESPERIMENTI
Il libro spiega il funzionamento degli OP-AMP, ne illustra alcune applicazioni pratiche e fornisce numerosi esperimenti.
L. 15.000 (Abb. L. 7.500)

13) CORSO DI ELETTRONICA FONDAMENTALE CON ESPERIMENTI
Un libro per chi vuole imparare partendo da zero.
L. 15.000 (Abb. L.7.500)

14) AUDIO & HI FI
Tutto quello che occorre sapere sull'argomento specifico.
L. 6.000 (Abb. L. 3.000)

15) COMPRENDERE L'ELETTRONICA A STATO SOLIDO
Dall'atomo ai circuiti integrati in una forma veramente didattica.
L. 14.000 (Abb. L. 7.000)

16) INTRODUZIONE PRATICA ALL'IMPIEGO DEI CIRCUITI INTEGRATI DIGITALI
Cosa sono e come si usano i CI digitali.
L. 7.000 (Abb. L. 3.500)

17) LESSICO DEI MICROPROCESSORI
Tutte le definizioni relative ai microprocessori.
L. 3.200 (Abb. L. 1.600)

18) INTRODUZIONE AL PERSONAL E BUSINESS COMPUTING
Il primo libro che chiarisce tutti i "misteri" dei personal e business computers.
L. 14.000 (Abb. L. 7.000)

19) LA PROGETTAZIONE DEI CIRCUITI PLL CON ESPERIMENTI
Teoria applicazioni ed esperimenti con i circuiti "Phase Loched Loop".
L. 14.000 (Abb. L. 7.000)

20) MANUALI DI SOSTITUZIONE DEI TRANSISTORI GIAPPONESI
Equivalenze fra le produzioni Sony, Toshiba, Nec Hitachi, Fujitsu, Matsushita, Mitsubishi e Sanyo.
L. 5.000 (Abb. L. 2.500)

21) EQUIVALENZE E CARATTERISTICHE DEI TRANSISTORI
Un manuale comprendente i dati completi di oltre 10.000 transistori.
L. 6.000 (Abb. L. 3.000)

22) TABELLE EQUIVALENZE SEMICONDUTTORI E TUBI PROFESSIONALI
Transistori, Diodi, LED, Circuiti integrati logici, analogi e lineari, MOS, Tubi elettronici professionali e vidicons.
L. 5.000 (Abb. L. 2.500)

23) ESERCITAZIONI DIGITALI
Misure applicate di tecniche digitali ed impulsive.
L. 4.000 (Abb. L. 2.000)

24) IL NANO BOOK-Z-80
Volume 1, Tecniche di programmazione.
L. 15.000 (Abb. L. 7.500)

TAGLIANDO D'ORDINE OFFERTA SPECIALE LIBRI SCONTO 50% RISERVATA AGLI ABBONATI AD ALMENO DUE RIVISTE JCE.

Da inviare a JCE - Via dei Lavoratori, 124 - 20092 Cinisello B.

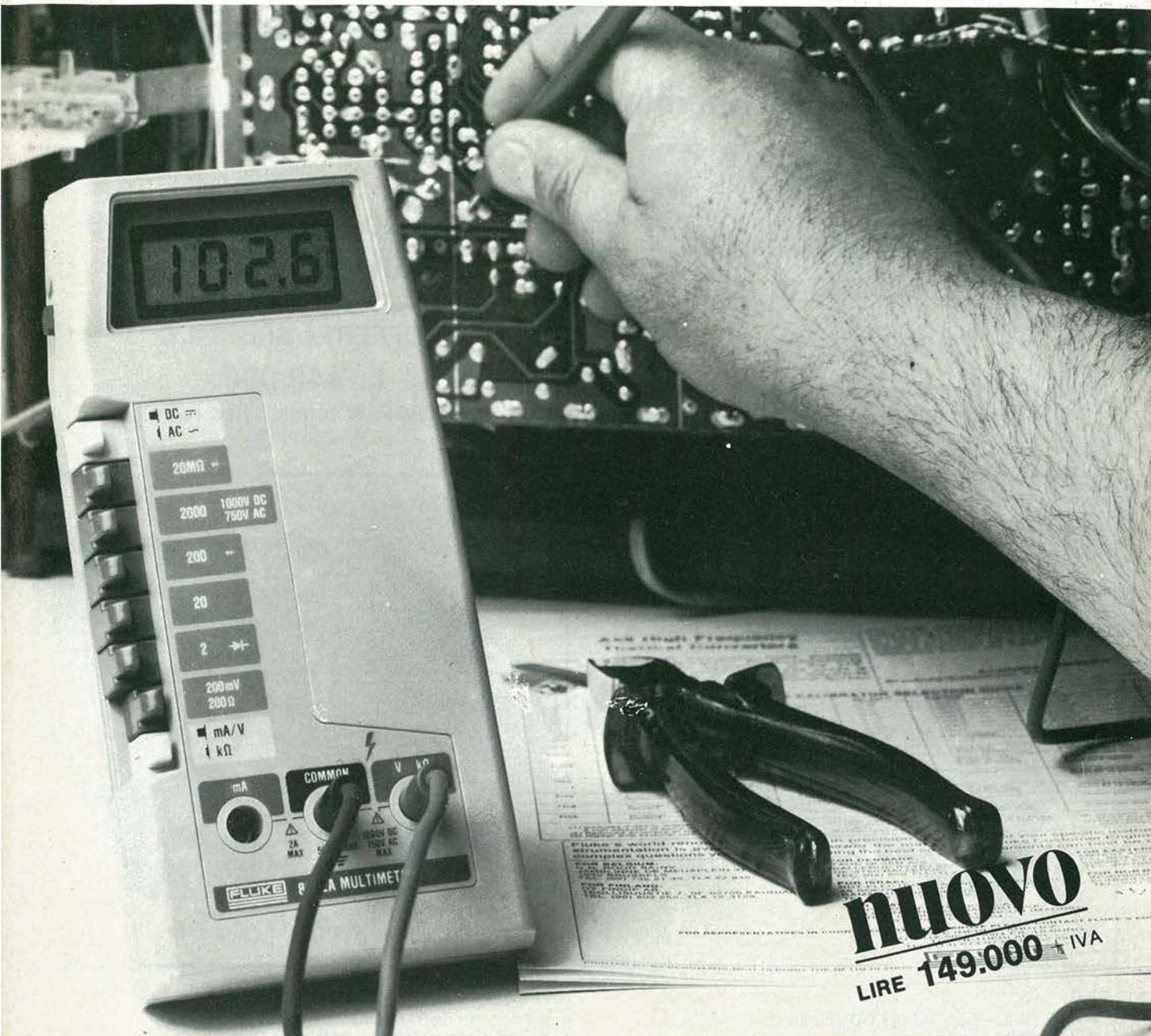
cognome	nome	
via n.	C.A.P. città	
Cod. Fiscale se Richiesta Fattura	data	firma

Inviatemi i seguenti libri:
(sbarrare il numero che interessa)

2 4 6 8 10 12 14 16 18 20 22 24
1 3 5 7 9 11 13 15 17 19 21 23

☐ Pagherò al postino il prezzo indicato nella vostra offerta speciale + spese di spedizione
☐ Allegno assegno n° .... di L. ....
(in questo caso la spedizione è gratuita)

Mi sono abbonato a:
☐ Elektor
☐ Selezione di T.
☐ Millecanali
☐ Sperimentare
☐ M.N. (Millecanali Notizie)

a mezzo:
☐ c/c postale
☐ Presso il negozio
☐ assegno
☐ ....

nuovo

LIRE 149.000 + IVA

DIMENTICA L'ANALOGICO

Il nuovo multimetro digitale FLUKE 8022A ha il prezzo di un buon tester analogico.
Acquistando un Fluke avrai però uno strumento indistruttibile con 6 funzioni, 24 scale, precisione controllata da un cristallo di quarzo e protezione totale anche nella scala degli ohms.
Compatto, leggero, robusto il Fluke 8022A è completo di cavetti speciali di sicurezza per misure in alta tensione.

Misura resistenze, tensioni e correnti continue ed alternate e prova i diodi.
Dimentica il tester analogico, non aspettare ulteriormente, regalati un Fluke digitale.

Passa al Digitale con FLUKE !

SISTREL

Via Timavo 66, 20099 SESTO S. GIOVANNI (Milano)
Tel. (02) 2485233 - Telex 320346
Via Giuseppe Armellini 39, 00143 ROMA. Tel. (06) 5915553 - Telex 680356
Via Cintia Parco S. Paolo 35, 80126 NAPOLI - Tel. (081) 7679700

☐ Inviatemi un'offerta
☐ Speditemi contrassegno N° .... Multimetri FLUKE 8022A a lire 149.000 + I.V.A. e spese di spedizione

NOME .... COGNOME .... TEL. ....

VIA .... CITTÀ ....

CAP. .... DITTA .... REPARTO ....

mod. 8022 A

EK 2/80

NEW

OSCILLOSCOPIO MONOTRACCIA TS/5000-00

- **Favoloso per didattica**
- **Ultracompatto**
- **Tubo RC ad alta luminosità**
- **Ottima sensibilità**
- **Comandi frontali per un facile impiego**
- **Ingresso sincro esterno**
- **Regolazione assi a copertura continua**

Tubo RC 3" (60 x 50)
Divisione griglia 10 x 8
Fosforo - verde media resistenza

Asse verticale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 6 MHz
Commutatore: c.c. c.a.
Sensibilità: 10 mV - 10 V
Attenuatore: 1/1 1/10 1/100 e controllo variabile di guadagno 22 dB
Impedenza d'ingresso: 1 MΩ 35 pF in parallelo
Tensione massima ingresso: 300 Vc.c. e 600 Vpp

Asse orizzontale

Larghezza di banda: dalla c.c. a 250 kHz
Sensibilità: 0,3 V/Div
Impedenza d'ingresso: – 1 MΩ 30 pF in parallelo
Tensione massima d'ingresso: – 100 Vpp

Base dei tempi

Frequenza di sweep: 10 - 100 Hz / 10 - 1000 Hz / 1-110 kHz con variazione continua
Sincronismo: interno - esterno
Sensibilità: sincro interno 1 Div / esterno 2 Vpp
Alimentazione: 220 Vc.a. - 50 Hz
Dimensioni: 270 x 145 x 190

DISTRIBUITO IN ITALIA DALLA GBC